I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu



Bimestriel N° 32 - 21 F Octobre-Novembre 1983

SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN $ 3,50 ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F.B.



Dans tous les domaines la technique...

RAMs CMOs

MHS MATRA-HARRIS SEMICONDUCTEURS

	Type	Organisation	Fonctionnement	TAA (max.)	Consommation au repos	Caractéristiques particulières
1 K	HM6561	256 x 4	Synchrone	220 ns	10 µA	
	MMS0001	256 x 4	Synchrone	300 ns	10 µA	Télécom : 2.8 V - 1 KHz
4 K	HM6504	4 K x 1	Synchrone	200 ns	50 µA	
	HM6514	1 K x 4	Synchrone	200 ns	50 µA	
	MMS0017	1 K x 4	Synchrone	750 ns	30 µA	Télécom : 2.6 V - 500 KHz
16 K	HM65161	2 K x 8	Asynchrone	70/90 ns	100 µA	
	HM6516	2 K x 8	Synchrone	200 ns	100 µA	
	HM6116/L	2 K x 8	Asynchrone	120 ns	100 µA	
	HM65261*	16 K x 1	Asynchrone	70 ns	100 µA	
	HM65681**	4 K x 4	Asynchrone	55/70 ns	100 µA	
64 K	HM6564	8K x 8/16K x 4	Synchrone	350 ns	800 µA	Module 40 broches
	HM65641**	8 K x 8	Asynchrone	70/100 ns	100 µA	
256 K	HM92560**	16 K x 16 32 K x 8	Synchrone	170 ns	500 µA	Module 48 broches

* en échantillonnage ** en développement

RAMs statiques fabriquées à Nantes - Technologie SAJI IV - AQL garanti 0,4 % - Liste GAM

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle - 92160 Antony Tél. (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F
ALMEX LYON - Tél. : (7) 866.00.66

SERVICE-LECTEURS N° 326

EDITORIAL

Depuis sa création, en avril 1977, « Electronique Applications » peut se flatter d'un succès important qui ne s'est jamais démenti.

Le but de notre publication est toujours le même : parler de technique à des techniciens ; et ce n'est pas sans raisons que nous avions choisi cette voie, puisqu'elle avait été délaissée par la majorité des revues d'électronique.

Au début de cette année, l'équipe d'« Electronique Applications » effectua le lancement d'un nouveau journal : « Visu ».

De faible tirage (8 000 exemplaires), ce mensuel avait pour ambition d'informer les professionnels utilisant les produits de l'électronique et de la micro-informatique. C'était donc le complément « actualité » et « nouveaux produits » d'« Electronique Applications ».

Malgré le professionnalisme, voire le corporatisme de « Visu », quelques milliers d'exemplaires furent timidement diffusés dans le réseau de vente en kiosques.

Nous fûmes surpris de constater que la plupart des exemplaires avaient été vendus très rapidement, et cela nous fit réfléchir sur l'intérêt que pouvaient porter les lecteurs à ce type de publication.

La période estivale, souvent propice à la prise de grandes décisions, nous permit de prendre conscience de la nécessité de faire connaître à un public plus élargi la formule « Visu ».

Connaissant la passion et même l'avidité de nos lecteurs pour tout ce qui touche à l'électronique et la micro-informatique, nous avons enfin décidé d'inclure « Visu » dans « Electronique Applications » et, par là même, de multiplier sa diffusion par un facteur 7.

Ne voulant à aucun prix favoriser l'un au détriment de l'autre, c'est un **véritable supplément** d'actualité et de nouveaux produits que vous retrouverez, dès maintenant, à chaque parution. D'ailleurs, les 182 pages de ce numéro attestent de l'effort entrepris.

Toute l'équipe d'« Electronique Applications-Visu » souhaite avoir été dans le sens que vous souhaitiez en promulguant cette nouvelle formule et serait intéressée de connaître vos suggestions et critiques.

LA REDACTION



ELECTRONIQUE APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Dépôt légal : Septembre 1983   N° éditeur : 1152

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **56 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **102 F** (France) - **137 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Distribué par SAEM Transports Presse   **Imprimerie S.N.I.L. - 93600 AULNAY**

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

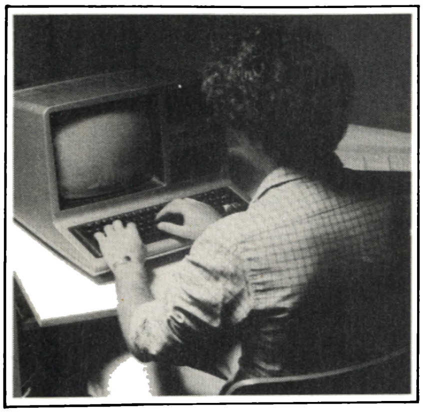
SOMMAIRE

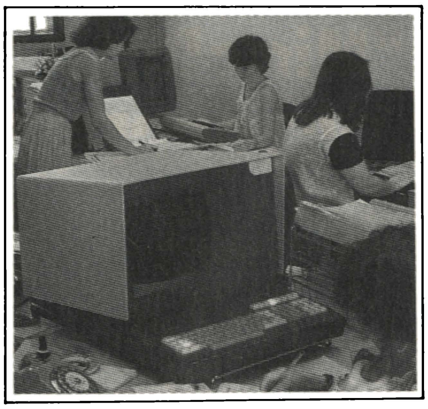
BIMESTRIEL / OCTOBRE-NOVEMBRE 83

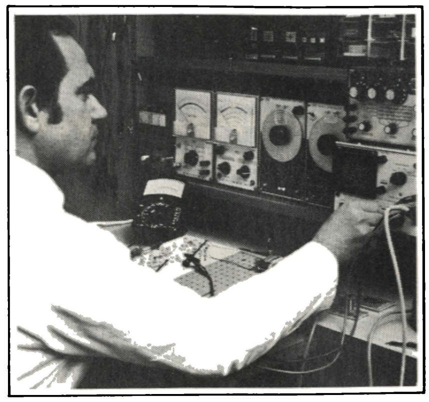
VISU

32

DES BONS METIERS OU LES JEUNES SONT BIEN PAYES







INFORMATIQUE

Brevet Professionnel Informatique BPI.

Un cours par correspondance pour préparer tranquillement chez soi ce nouveau diplôme d'Etat. Il vous permettra d'obtenir rapidement un poste de cadre dans ce secteur créateur d'emplois. Langages étudiés BASIC et COBOL. Avec ou sans Bac., ce diplôme se prépare en 15 mois environ et ne demande pas de connaissance informatique au départ.

Cours de Programmeur avec stages pratiques sur ordinateur.

Un cours par correspondance pour apprendre à programmer et acquérir les bases indispensables de l'informatique. Ce cours qui comprend un stage de programmation d'une semaine dans un centre régional, vous permettra d'appliquer vos connaissances sur du matériel professionnel tel que vous le rencontrerez dans les entreprises. Durée de la préparation : 6 à 8 mois selon le temps dont vous disposez. Niveau minimum conseillé : BEPC ou fin de 3ᵉ.

Cours général d'informatique.

Il vous permet d'acquérir de solides bases en informatique et de devenir vite opérationnel. Vous pourrez ainsi vous orienter vers les nombreux postes qui touchent de près ou de loin aux ordinateurs. Durée de la préparation : 6 à 8 mois selon le temps dont vous disposez. Niveau minimum conseillé : BEPC ou fin de 3ᵉ.

MICRO-INFORMATIQUE

Cours de micro-informatique et de programmation BASIC.

UN COURS QUI VOUS SERVIRA DANS VOTRE VIE PROFESSIONNELLE.

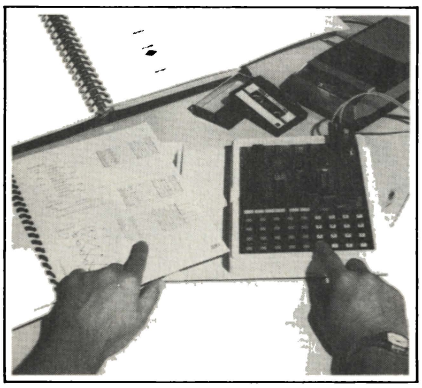
Des milliers de programmeurs sans connaissances spéciales au départ sont devenus des passionnés de la "Micro" et gagnent aujourd'hui très bien leur vie. Comme eux, vous pouvez vous découvrir un don en programmation, un don qui n'est réservé à personne (le niveau d'instruction ne signifie rien) et vous aurez la chance d'exercer une profession que vous aimez.

Quelle que soit votre activité actuelle ou future... La micro-informatique fera de plus en plus partie de votre vie. Regardez autour de vous et vous comprendrez pourquoi nous vous encourageons à vous former à la micro-informatique. Notre objectif est de vous montrer comment utiliser au mieux un micro-ordinateur, vous apprendre à écrire correctement des programmes en BASIC pour vous laisser ensuite suivre seul votre imagination... Et tout cela en quatre mois environ. Le niveau fin de 3ᵉ suffit pour suivre ce cours.

Nous organisons chaque année un concours de logiciel doté de nombreux prix afin d'encourager tous ceux qui réalisent des programmes originaux.

MICROPROCESSEURS

Cours général microprocesseurs/micro-ordinateurs.



Un cours par correspondance pour acquérir toutes les connaissances nécessaires à la compréhension du fonctionnement interne d'un micro-ordinateur et à son utilisation. Vous serez capable de rédiger des programmes en langages machine, de concevoir une structure complète de micro-ordinateur autour d'un microprocesseur (8080-Z80). Un micro-ordinateur MPF 1B est fourni en option avec le cours. Durée moyenne des études : 6 à 8 mois. Niveau conseillé : 1ʳᵉ ou Bac.

ELECTRONIQUE MICRO-ELECTRONIQUE

Cours de technicien en électronique/micro-électronique.

Ce nouveau cours par correspondance avec matériel d'expériences vous formera aux dernières techniques de l'électronique et de la micro-électronique. Présenté en deux modules, ce cours qui comprend plus de 100 expériences pratiques, deviendra vite une étude captivante. Il représente un excellent investissement pour votre avenir et vous aurez les meilleures chances pour trouver un emploi dans ce secteur favorisé par le gouvernement. Durée : 10 à 12 mois par module. Niveau : fin de 3ᵉ.

SERVICE D'ASSISTANCE PEDAGOGIQUE

Jamais vous ne vous sentirez seul ! Le soutien pédagogique que nous apportons à nos élèves relève d'une longue expérience. Vous bénéficierez de l'assistance compétente et des conseils autorisés de nos enseignants spécialisés. Ce sont des ingénieurs et techniciens exerçant une activité professionnelle ; ils vous soutiennent durant toutes vos études.

- Ils corrigent et, si nécessaire, commentent les solutions aux problèmes que vous leur envoyez.
- Si une erreur s'est glissée dans vos solutions, ils vous en expliquent les raisons.
- Ils vous renseignent et vous conseillent, vous font part de leurs expériences et vous encouragent à poursuivre.
- Ils répondent avec compétence et de façon détaillée à toutes vos questions concernant le contenu des cours.
- Ils vous suivent à votre rythme jusqu'à la fin de vos études.

SERVICE D'ASSISTANCE TELEPHONIQUE

Tous nos stagiaires peuvent à certaines heures de la journée appeler leur professeur. Ce service que nous offrons, leur permet bien souvent, en quelques minutes, d'avoir les éclaircissements qu'ils souhaitent et de résoudre ainsi un problème sur lequel ils butaient.

Ce moyen moderne de communication vient compléter notre méthode d'enseignement.

FORMATION CONTINUE (LOI DU 16/07/1971)

Depuis le 16 juillet 1971, les cours par correspondance accompagnés de journées de stages peuvent être suivis dans le cadre de la Formation Continue sous certaines conditions.

INSTITUT PRIVE
D'INFORMATIQUE
ET DE GESTION
☎ 242.59.27
92270
BOIS-COLOMBES
FRANCE
IPIG

Envoyez-moi gratuitement et sans engagement
votre documentation N° X 3197
sur : L'INFORMATIQUE ☐ LA MICRO-INFORMATIQUE ☐
LES MICROPROCESSEURS ☐ L'ELECTRONIQUE ☐

Nom ________________ Prénom ________________

Adresse ________________

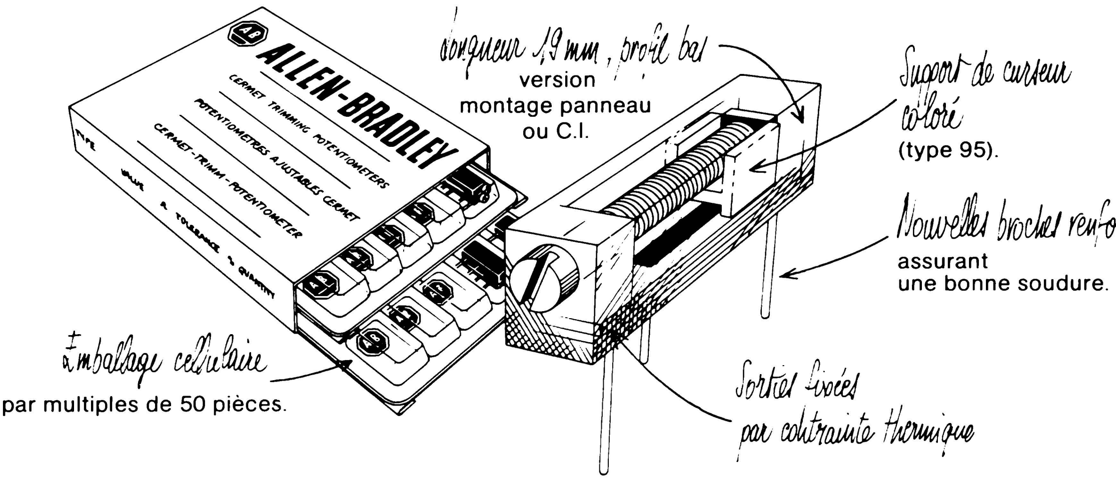
________________ Ville ________________

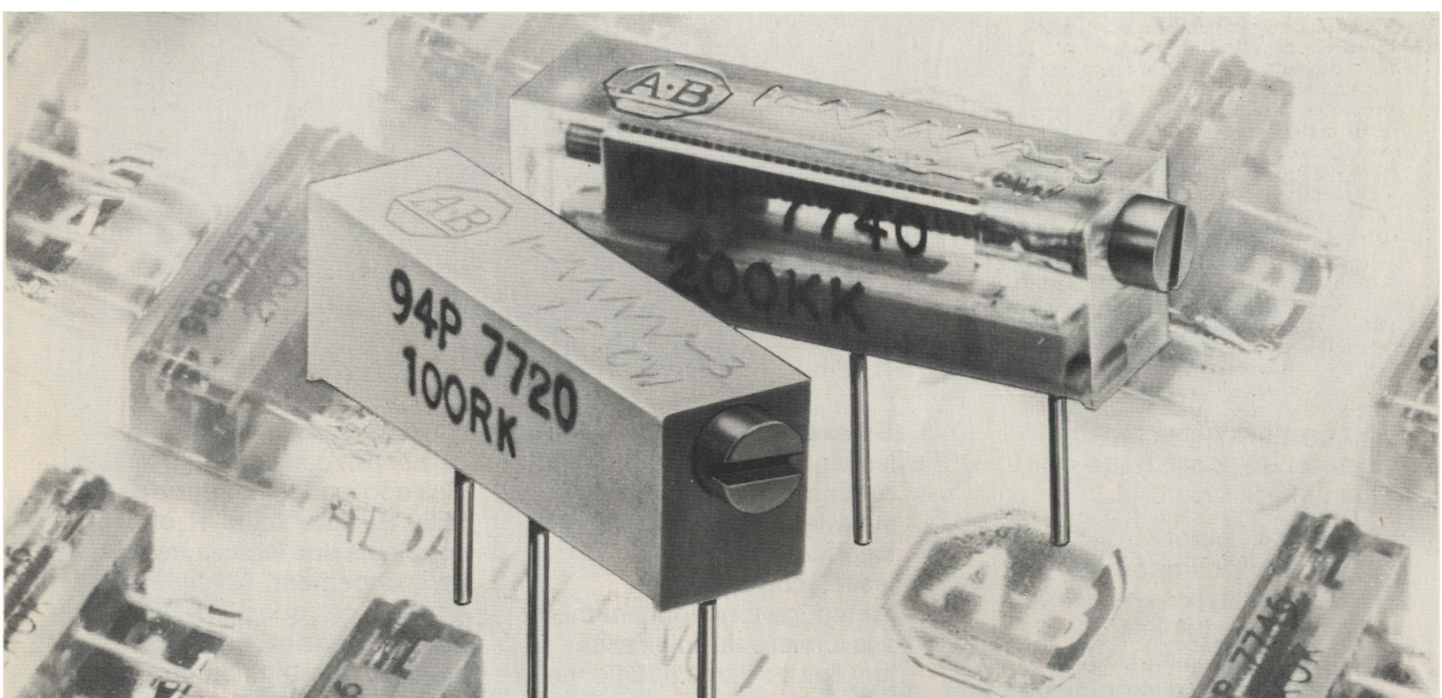
Code postal ________________ Tél. ________________

SERVICE-LECTEURS N° 316

Les Cermet 94 et 95 Allen-Bradley des avantages bien visibles

La transparence du type 95 permet un jugement clair de ses qualités.
La gamme de résistance va de 10 ohms à 2 Mégohms,
pour une puissance de 0,5 Watt à 70 °C (type 94) et 0,5 Watt à 40 °C (type 95)
avec un coefficient de température de ± 100 PPM/°C.
Les broches de 0,6 mm de diamètre
sont fixées en phase solide quelle que soit la configuration.





Payez la qualité, elle vous le rend bien

ALLEN-BRADLEY
6, rue Émile-Reynaud - 93306 Aubervilliers Cedex
Tél. : (1) 835.82.00+ - Télex : 240834

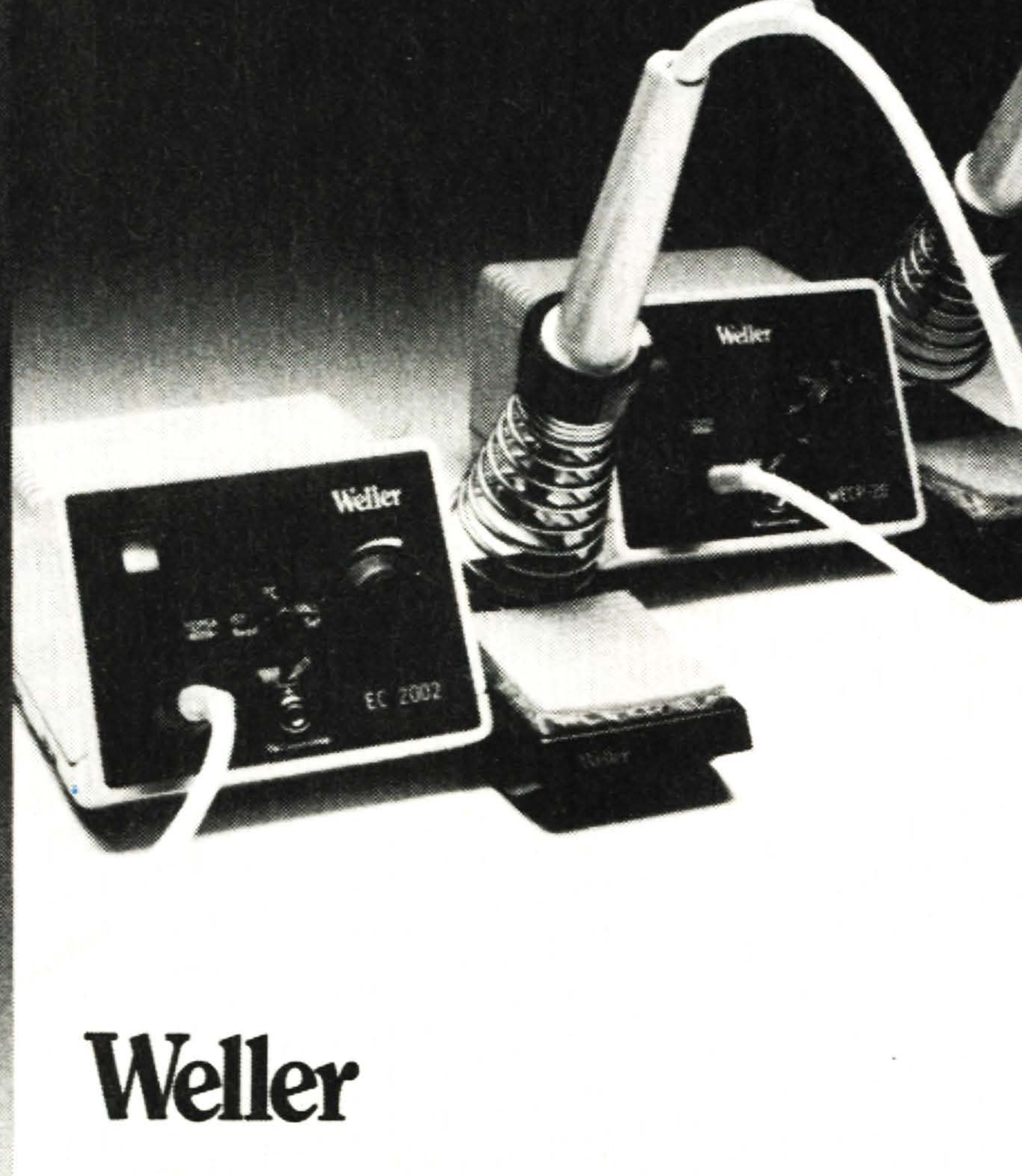
SB 541

SERVICE-LECTEURS N° 342

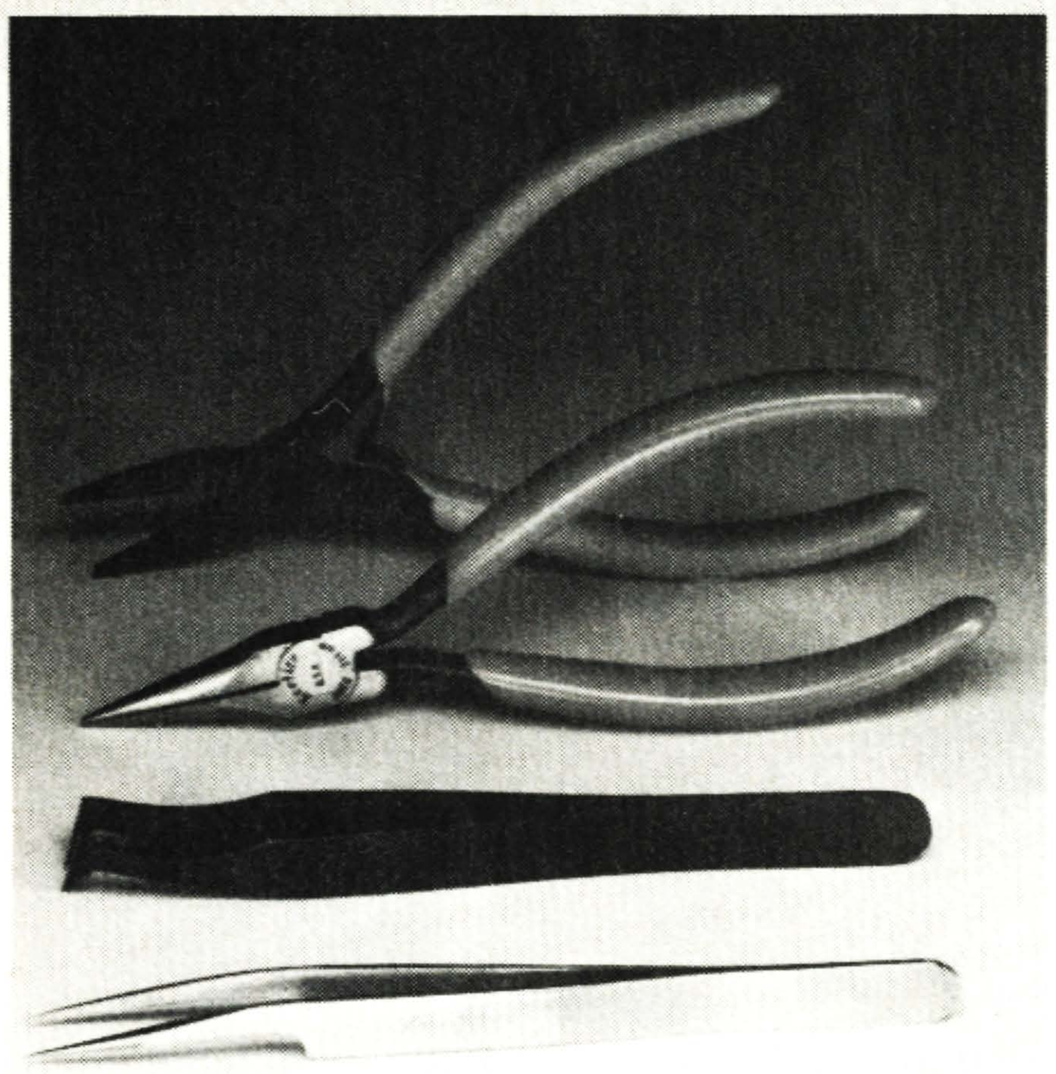

MEKTRON
L'interconnexion heureuse
Q ⚡ PAC®
barres d'interconnexion à haute capacité pour C.I.
Circuits souples
MICRO ⚡ Q®
capacités de découplage
RT/DUROID®
substrats pour C.I. hyperfréquences
R/FLEX™
matériaux pour C.I. souples
Mini ⚡ Bus®
barres d'interconnexion pour C.I.
Bus-Bars
barres d'interconnexion pour armoires et fonds de paniers
Claviers plats
tactiles et non tactiles
Mektron-France
9, allée des Jachères - SOFILIC 416 -
94263 FRESNES Cedex
Téléphone : (1) 668.10.25 - Télex : 260 719
Usine à Château-Gontier (53)
SERVICE-LECTEURS N° 344

Des noms connus de tous et pourtant.





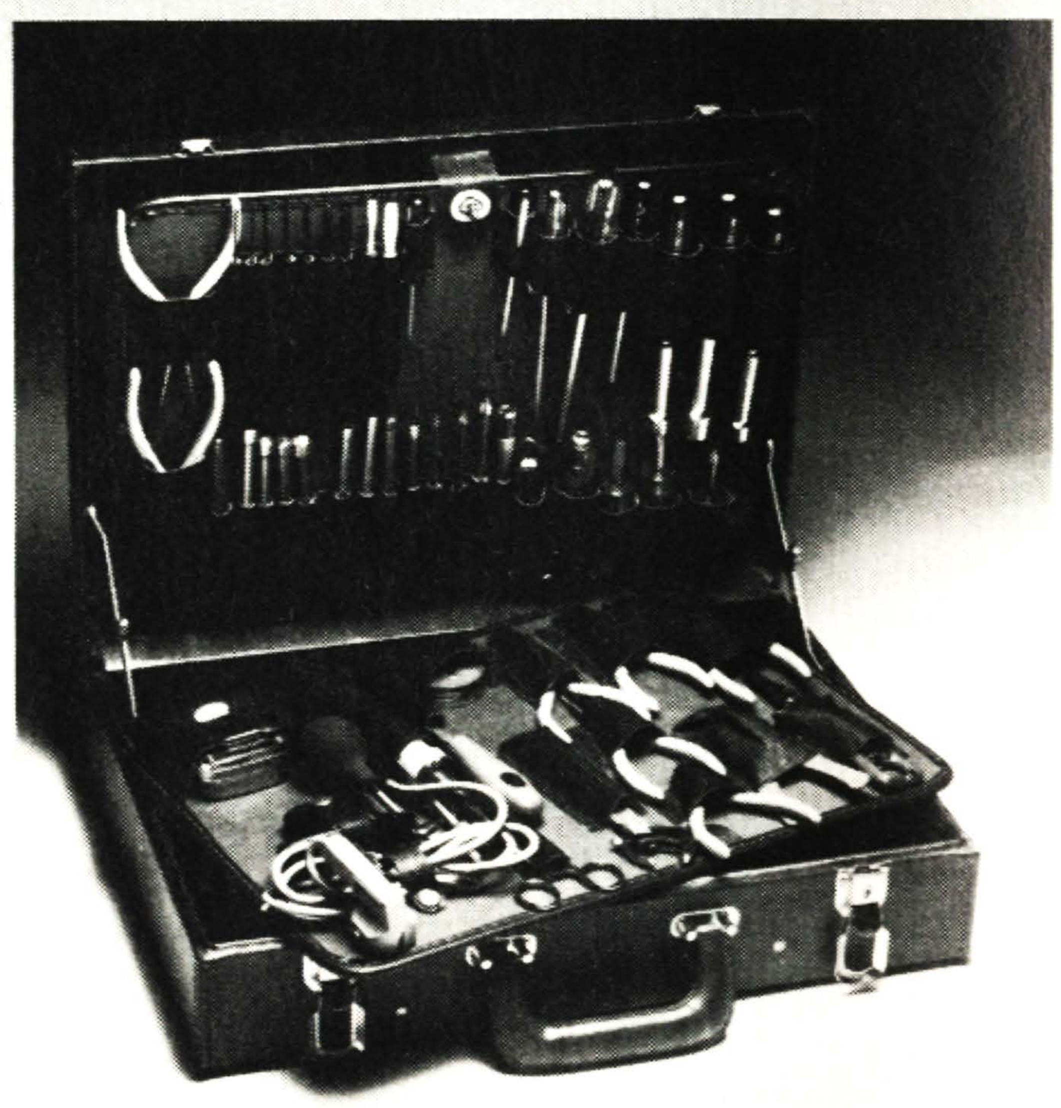




Xcelite



Xcelite



Xcelite

Savez-vous que Weller et Xcelite sont des outils de haute qualité conçus en fonction des exigences de l'électronique la plus sophistiquée.

Savez-vous que les fers à souder et les postes de dessoudage Weller sont utilisés dans le monde entier car ils sont appréciés des techniciens les plus avertis travaillant sur des circuits à haute densité et sur des composants aux performances les plus poussées.

Savez-vous que les pinces, les brucelles et les trousses de maintenance Xcelite sont fabriquées selon des critères de précision et de tolérances qui seuls assurent à la fois, efficacité, fiabilité et rentabilité.

Weller et Xcelite, quoi de mieux dans ce domaine?

Groupe Cooper, Z.A. des Petits Carreaux, 4, avenue des Coquelicots, 94385 Bonneuil-Sur-Marne Cedex, Tél: 339.70.39 Télex: 211358 F

CooperTools

COOPER INDUSTRIES

CRESCENT LUFKIN NICHOLSON PLUMB WELLER WISS XCELITE

SERVICE LECTEURS N 345

Réalisation

Une minuterie de précision pour labo-photo

Les circuits intégrés de type « compteur-décompteur » ont maintenant acquis une maturité technologique qui permet de les employer dans de nombreuses applications avec un minimum de composants externes. Parmi ces circuits, la famille « 7217-7227 », employée dans l'étude ci-après, permet de commander directement un affichage 7 segments-4 digits, en plus d'autres avantages tels que : oscillateur et bascule de Schmitt intégrés, compatibilité TTL, commande de « blanking » de l'affichage...

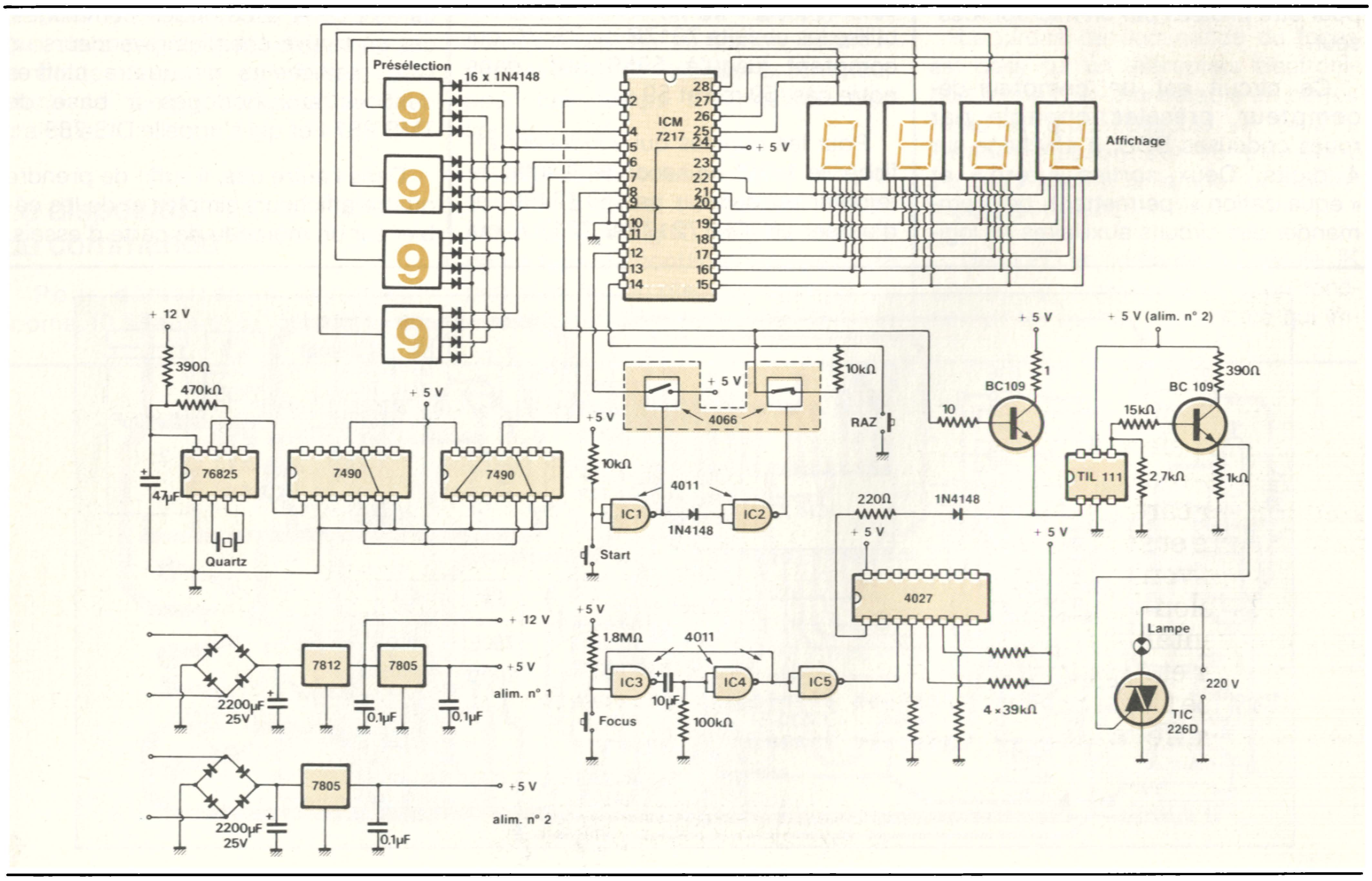


Fig. 1.

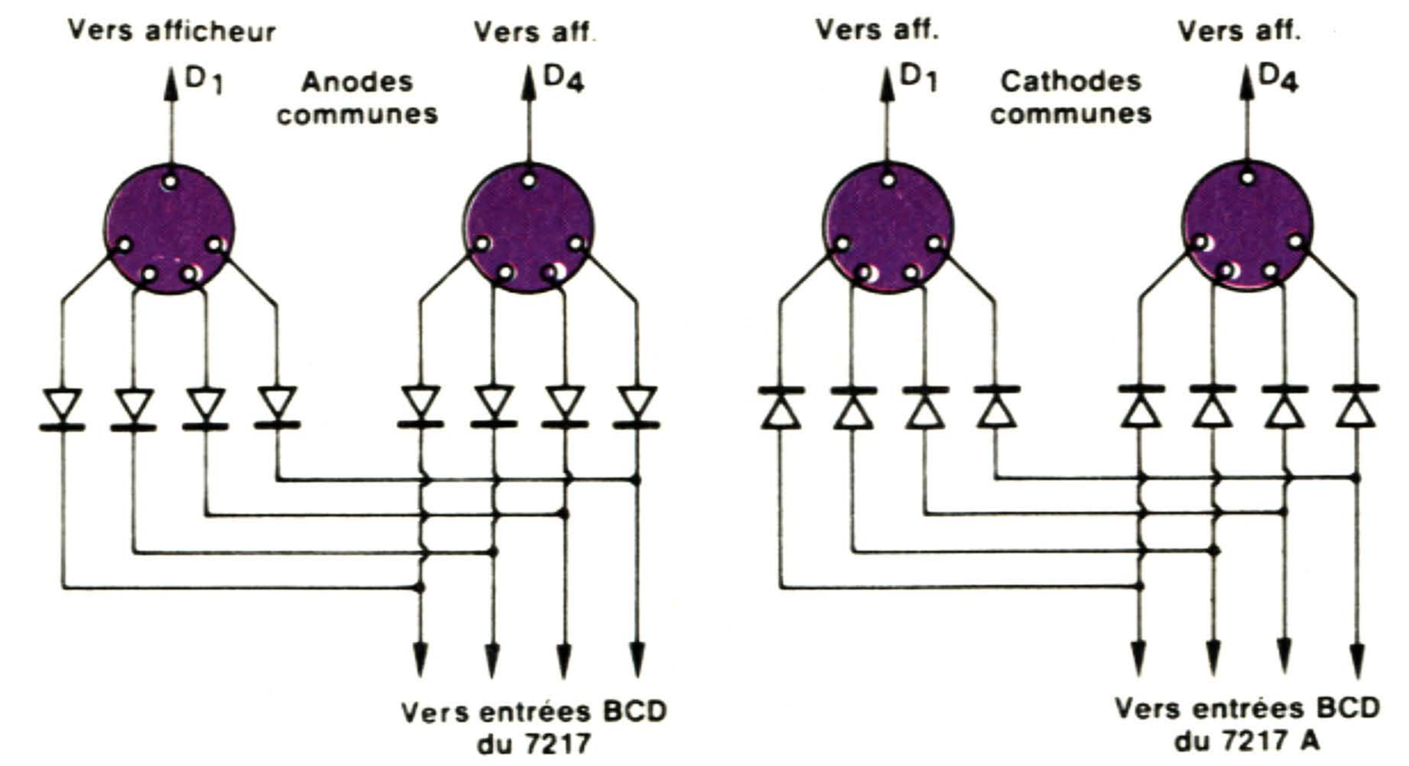


Fig. 2.

Principe du montage

Le cœur du montage est constitué du circuit intégré *Intersil :* le ICM 7217, dont il existe huit versions :

– 2 modèles (ICM 7217) avec anodes communes,

– 2 modèles (ICM 7217 A) avec cathodes communes, et dont le comptage s'effectue jusqu'à 9999,

– 2 modèles (ICM 7217 B) avec anodes communes,

– 2 modèles (ICM 7217 C) avec cathodes communes, dont le comptage s'effectue jusqu'à 5959.

Quatre autres versions : 7227-7227A-7227B-7227C, sont prévues pour être pilotées par un microprocesseur.

Ce circuit est un compteur-décompteur, présélectionnable par roues codeuses BCD, à affichage sur 4 digits. Deux sorties « zero » et « equalization » permettent de commander des circuits auxiliaires en logique TTL. Sa fréquence de comptage est garantie jusqu'à 2 MHz. La sortie « zero » est validée lorsque le compteur passe à zéro et la sortie « equal » est validée lorsque le compteur affiche la valeur contenue dans le registre.

Le schéma adopté

L'horloge

Pour une meilleure stabilité, on a prévu une horloge à quartz à base d'un SN 76825 *(Texas)* qui divise la fréquence d'un quartz 3,2768 MHz par 2^{16} pour sortir du 50 Hz **(fig. 1).**

Ce circuit est suivi d'un diviseur par 2 (7490) et d'un diviseur par 5 (7490), ce qui nous donne le 1 Hz nécessaire au comptage de la seconde (si l'on utilise les circuits 7217B ou 7217C qui comptent jusqu'à 5959 soit, dans notre cas, 59 mn et 59 s).

Pour les puristes qui voudraient afficher le 1/10e de seconde, il suffit de rajouter un diviseur par 10 (7490) et d'utiliser un ICM 7217 ou 7217 A qui comptent jusqu'à 9999, soit 999 s et 9 dixièmes.

La commande de présélection

Elle s'effectue à partir de quatre roues codeuses décimales à sorties complémentées BCD. Les quatre sorties 1-2-4-8 des roues sont raccordées à travers des diodes IN4148 aux quatre entrées 1-2-4-8 du compteur, et les communs sont reliés aux anodes ou aux cathodes des afficheurs.

A noter que, suivant le type de circuit utilisé, les diodes IN4148 ne sont pas branchées dans le même sens **(fig. 2).**

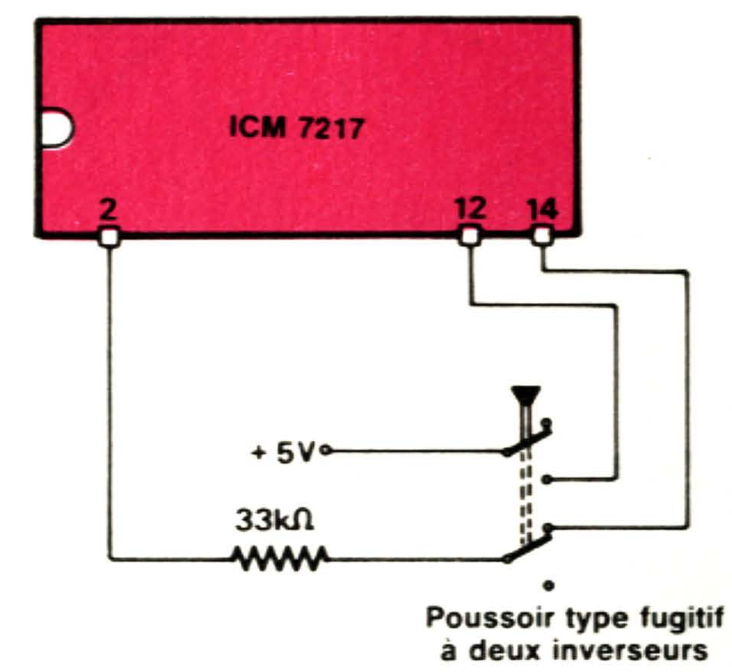


Fig. 3.

L'affichage

Le plus simple est d'utiliser le circuit 7217 A à cathodes communes, car on trouve chez les revendeurs un bloc d'afficheurs de quatre chiffres destinés aux horloges à base de TMS 3874 et qui s'appelle DIS 739.

Dans l'autre cas, il suffit de prendre quatre afficheurs simples et de les câbler sur un morceau de carte d'essais.

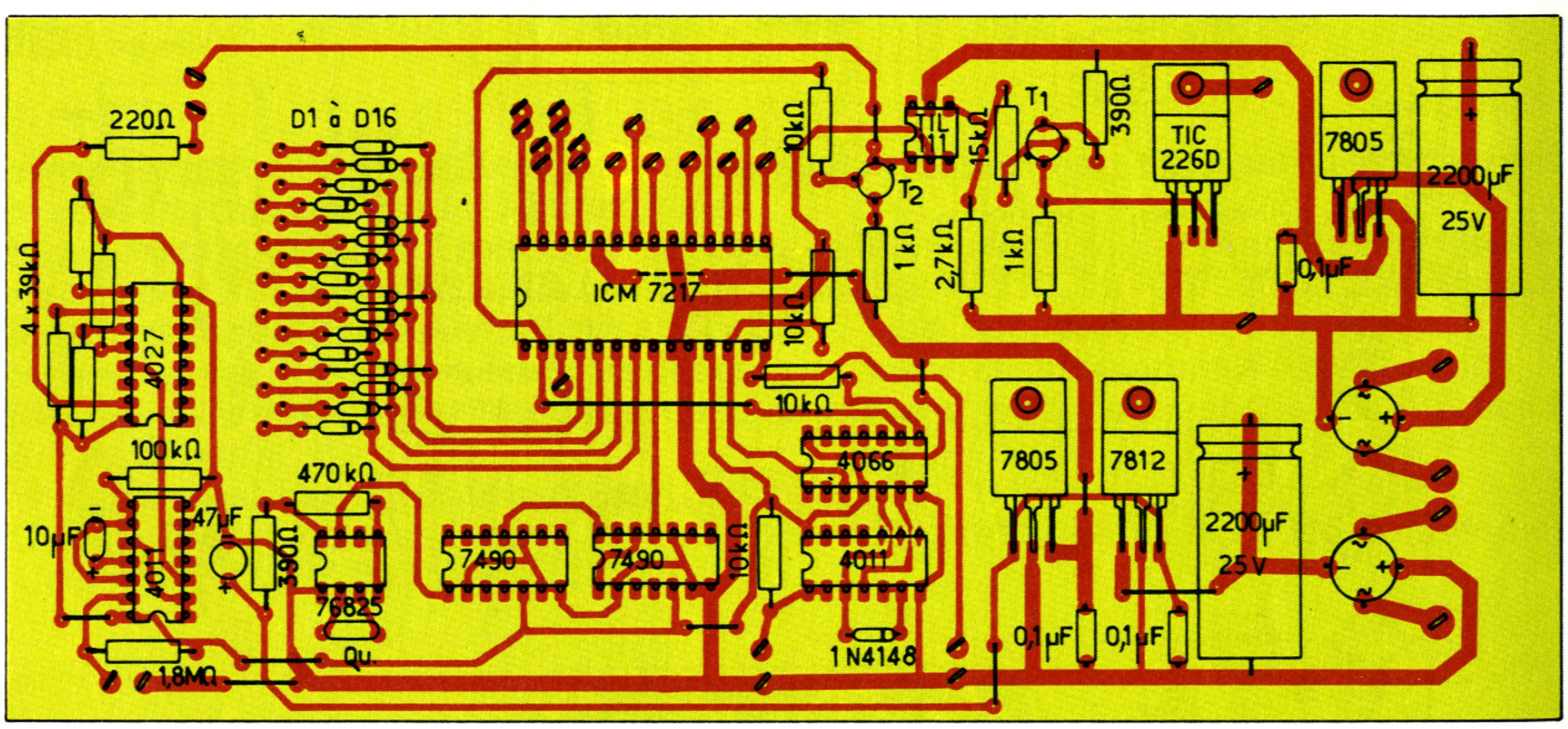


Fig. 4.

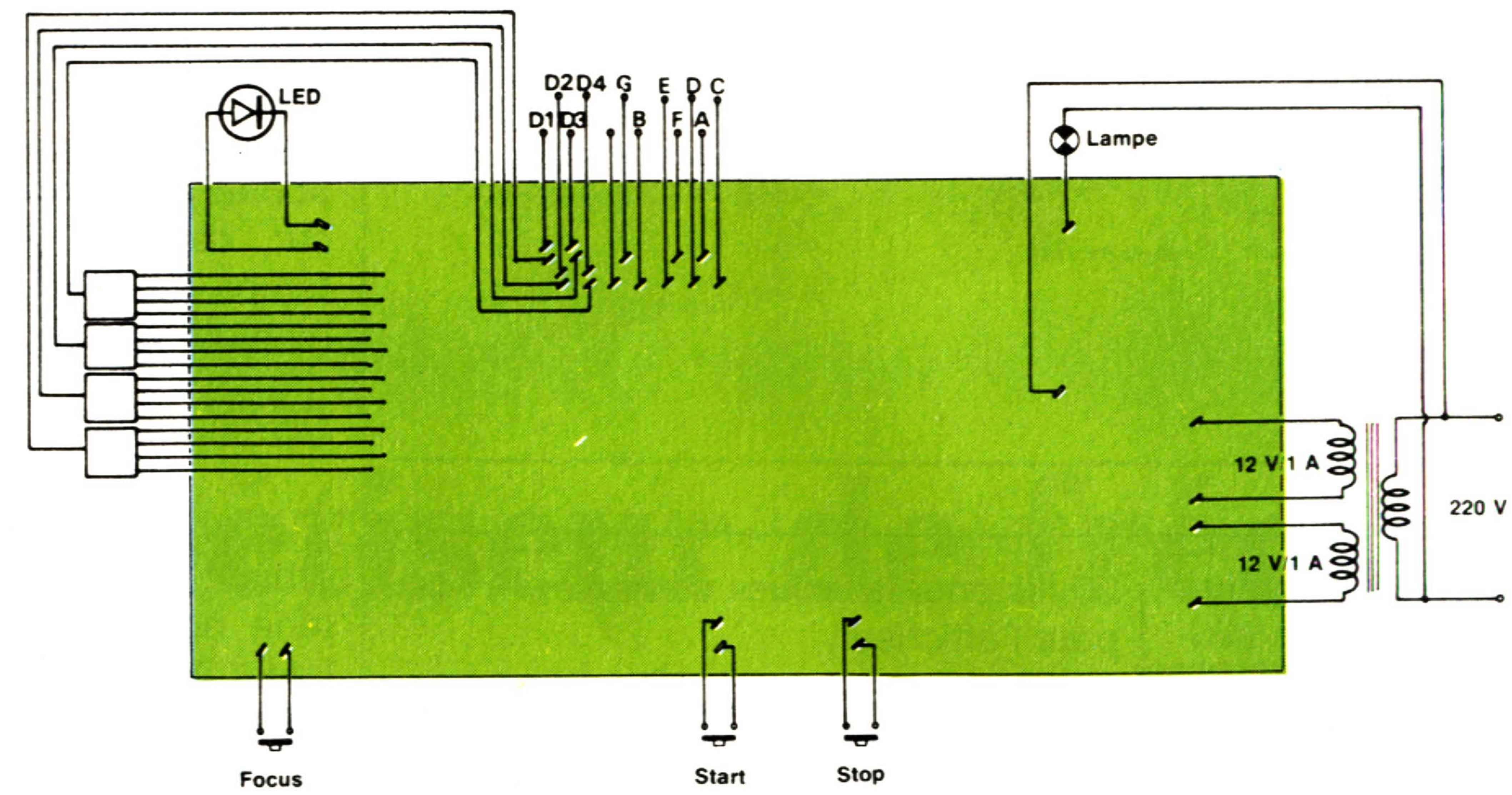


Fig. 5.

Tous les segments de même lettre (A, B, C, D, E, F, ou G) sont reliés ensemble.

Pour terminer sur ce « 7217 » extrêmement intéressant, disons qu'il est possible d'éteindre l'afficheur pendant le comptage, qu'on peut le remettre à zéro même pendant le comptage (ou le décomptage), et que l'on peut forcer le compteur au-delà de la présélection. Ces possibilités ne seront pas utilisées dans notre montage, sauf la remise à zéro en cours de décomptage, mode de fonctionnement que nous avons choisi car, dans le noir d'un labo-photo, il n'est pas évident de pouvoir lire les roues codeuses et que, dans ce cas, le fait d'appuyer sur le bouton « start » donne sur l'afficheur le temps d'exposition programmé.

Le dispositif de commande

Pour démarrer le comptage (borne 10 à la masse), on porte l'entrée 12 au + 5 V pendant un court instant. Mais, comme la sortie « zero » est connectée à l'entrée « reset » par une résistance de 10 kΩ..., le compteur ne démarre pas ! Pour remédier à cet état de chose, on a construit un inverseur logique autour d'un 4011 et d'un commutateur analogique 4066 **(fig. 1)**.

Lorsque l'on presse le poussoir « start », I_{c1} passe à « 0 » et ferme le circuit de démarrage du compteur, mais I_{c2} passe à « 1 » dans le même temps et ouvre le circuit de « reset », ce qui permet au compteur de démarrer effectivement. Un léger retard à la fermeture du circuit de « reset », lorsque l'on relâche le bouton « start », permet de ne pas bloquer le compteur pour des temps d'exposition très courts.

Une autre solution, plus simple, consiste à utiliser un inverseur mécanique du type fugitif, mais les rebonds de ce type de contacteur risquent de perturber le compteur en-dessous de 10 secondes d'exposition **(fig. 3)**.

Le circuit de commande de la lampe d'agrandisseur

Là encore, nous avons voulu supprimer les contacts mécaniques car la solution simple consiste à commander un relais directement avec la sortie « zero ».

Pour notre part, nous avons retenu le schéma de commande d'un triac par un photo-coupleur, ce qui nous permet de plus d'avoir la faculté de laisser la lampe allumée indépendamment de l'état du compteur, pour faire les réglages de netteté et de diaphragme.

Le circuit de commande du focus est basé sur un télérupteur électronique formé d'un monostable en portes Nand et d'une bascule JK (4027). Une impulsion sur le poussoir « focus » allume la lampe, une autre impulsion l'éteint.

Une LED en sortie de la bascule JK permet de visualiser la mise en fonction de la touche « focus », ce qui im-

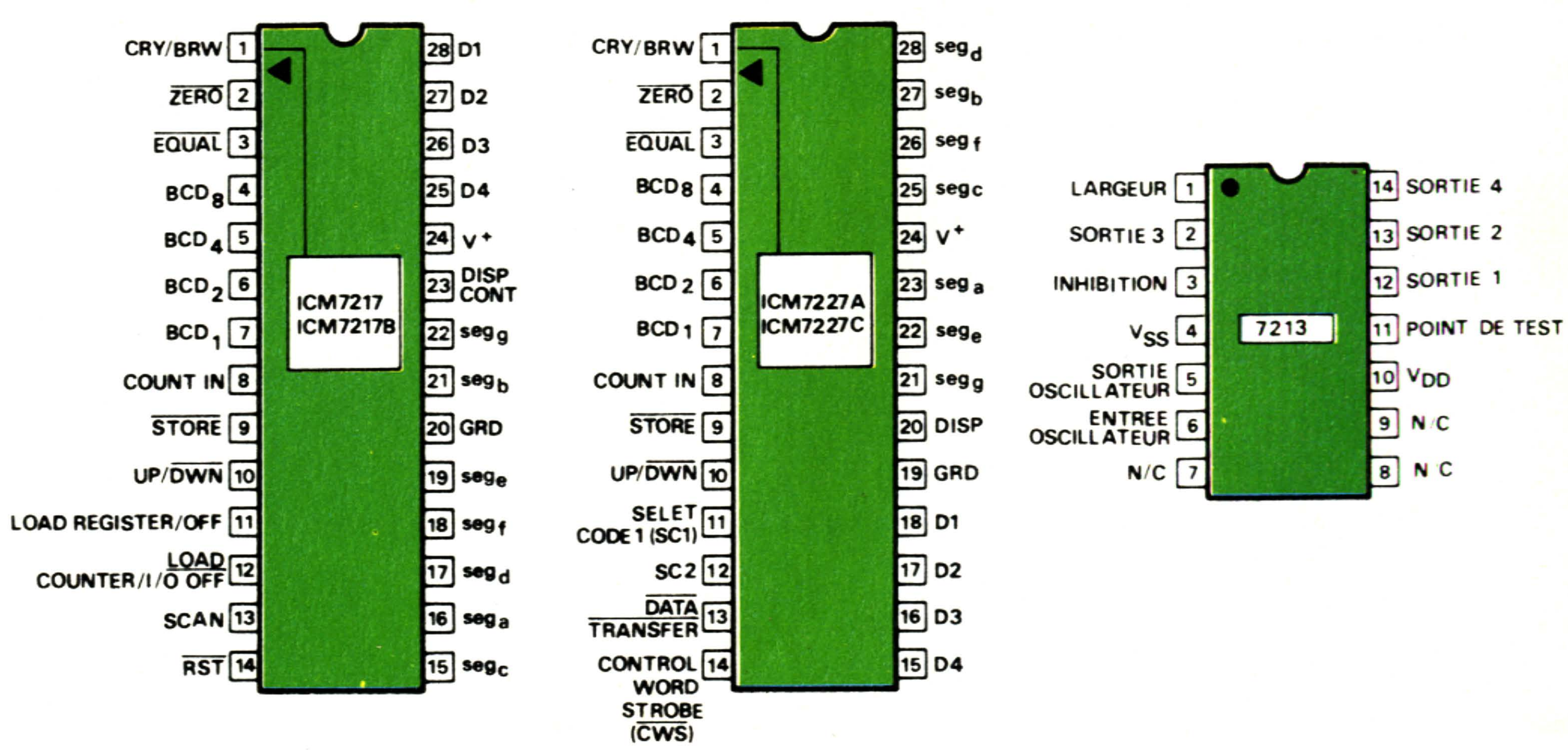


Fig. A 1. – Brochage des circuits intégrés utilisés.

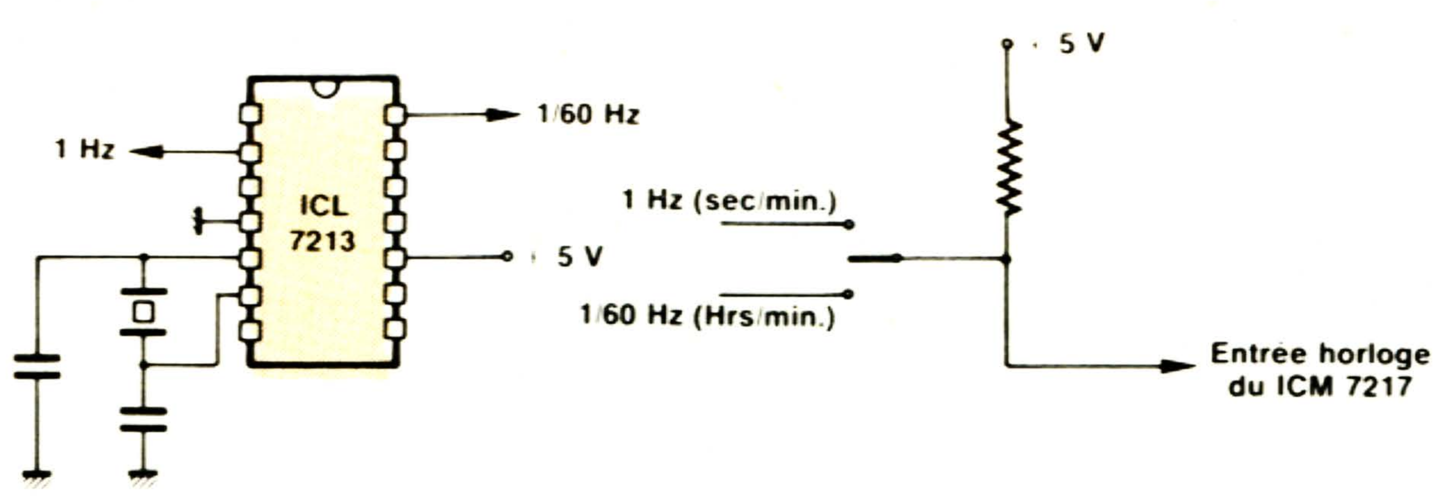


Fig. 6.

plique de ne pas utiliser la fonction compteur tant que la lampe est allumée.

Le circuit de puissance du triac est désormais classique, et nous n'en parlerons donc pas. A noter cependant que les masses des circuits de commande et de puissance ne sont pas communes !

Alimentations et câblage

Deux alimentations séparées sont prévues : une qui délivre du + 12 V pour le circuit d'horloge et du + 5 V pour les autres circuits, une autre en + 5 V pour l'étage de commande du circuit de puissance.

Le circuit imprimé étant complet, le câblage reste simple **(fig. 4** et **5)** : 20 fils pour les roues codeuses, 11 fils pour l'afficheur.

A noter que ce circuit se prête aussi bien à l'utilisation des 7217 pour anodes communes que des 7217 A pour cathodes communes, au prix d'une toute petite modification : il faut en effet inverser le câblage des broches 20 et 19 (masse). On se reportera au brochage des différents circuits, donné en annexe.

Pour conclure, disons que ce montage fonctionne dans un labo-photo, et ce, depuis plusieurs mois, avec une très grande précision, et que l'auteur l'a monté dans un coffret pupitre avec des touches « Digitast » pour une plus grande facilité d'utilisation dans le noir.

Un deuxième montage du même type est en service dans un laboratoire couleur, mais a été doté en plus de deux autres minuteries pour actionner les cuves de développement, car, dans le cas de la couleur, les temps de développement sont extrêmement rigoureux.

Additif

Pour ceux de nos lecteurs qui voudraient extrapoler un peu cette minuterie, notons quand même que l'oscillateur à quartz peut être remplacé par l'ICL 7213 qui fournit à lui tout seul les signaux suivants :

- 1 Hz (seconde),
- 1/60e Hz (minute),
- 16 Hz, plus composites : 1 024 + 16 + 2 Hz.

Le quartz à utiliser est un 4,194304 MHz **(fig. 6)**.

Enfin la sortie « equal » peut être utilisée pour éteindre la lampe rouge du laboratoire dès que l'on enclenche l'agrandisseur.

B. Pautal

Applications

Synthétiseur de fréquences pour tuners FM

L'engouement actuel pour les tuners utilisant des synthétiseurs de fréquence nous a incité à nous pencher sur le problème de l'incorporation d'une fonction semblable dans un récepteur pour bande FM qui en est, à l'origine, dépourvu.

En effet, il existe des circuits intégrés réalisant cette synthèse et, notamment, le modèle HCTR 0320 de Hugues (représenté en France par I.S.C.), circuit réalisé en technologie C.MOS, commandé numériquement. Ci-dessous, la figure 1 en donne le synoptique.

Notre but n'est pas ici de décrire la réalisation complète d'un tuner FM à synthétiseur de fréquences mais plutôt de donner aux passionnés de la bande FM quelques idées nécessaires à la modification d'un récepteur classique à accord par diode varicap de façon à adjoindre une fonction « synthèse de fréquences ».

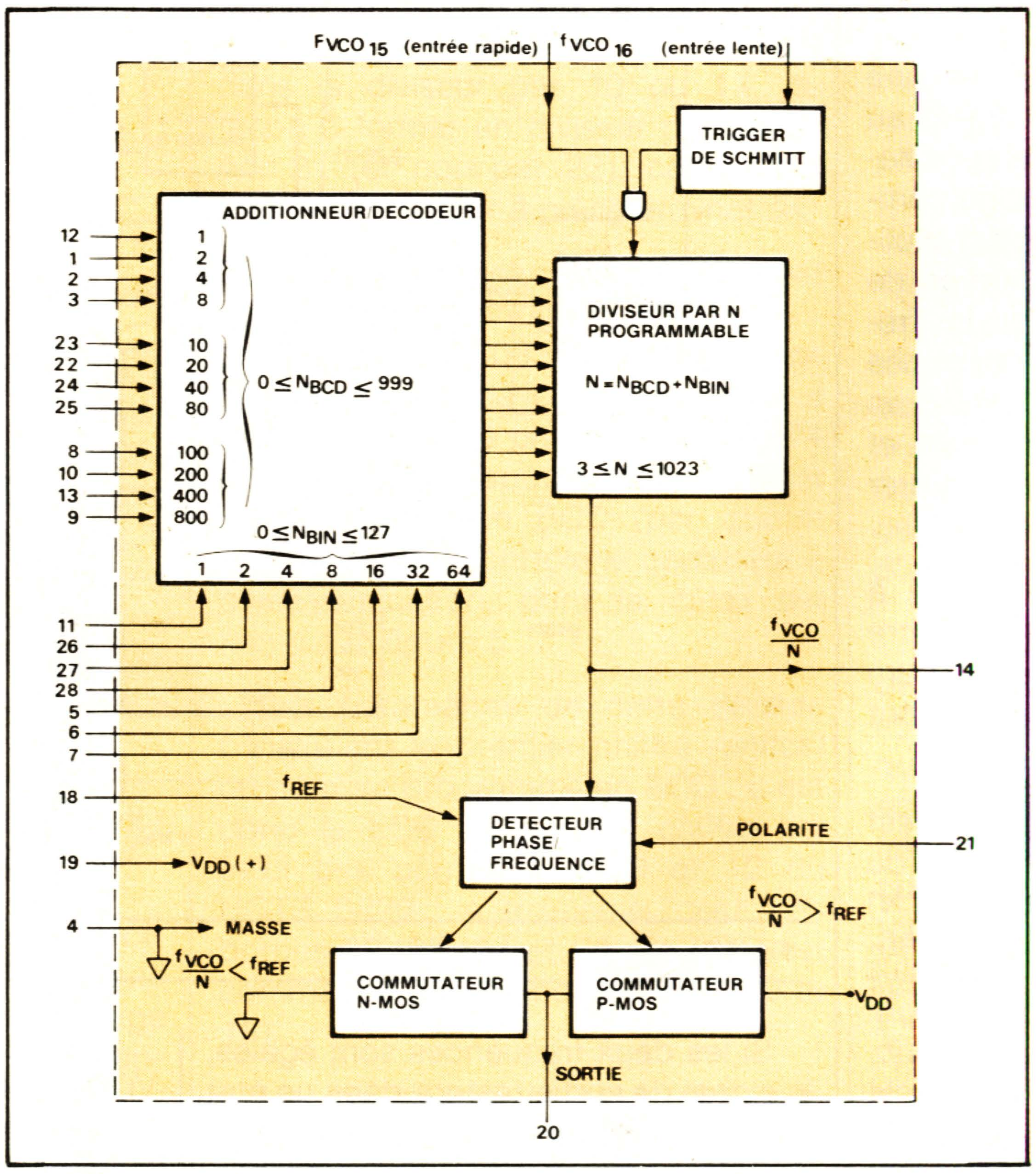


Fig. 1.

Le circuit HCTR 0320

C'est un composant LSI réalisé en technologie C.MOS (ce qui sous-entend une alimentation pouvant aller de 0 à 15 V et une faible consommation) comprenant un compteur-diviseur par N (N étant programmable de 3 à 1023) et un détecteur phase/ fréquence.

Cette configuration le destine à des applications de synthèse de fréquences ou de PLL (voir le schéma interne à la **fig. 1**).

Pouvant travailler jusqu'à 8 MHz et dissipant au maximum 600 ou 700 mW selon le boîtier (plastique ou céramique), il comporte également un additionneur/décodeur qui génère le nombre N du diviseur.

L'ensemble d'addition et de décodage effectue la somme entre un nombre N_{BCD} de 3 digits (valeur comprise entre 0 et 999) et un nombre binaire N_{BIN} écrit sur 7 bits (entre 0 et 127), donnant ainsi le nombre N du diviseur programmable. Le nombre N_{BIN} servira pour les petites variations et le nombre N_{BCD} déterminera N.

Concrètement, N_{BIN} fixera l'incrémentation et donc l'espacement de fréquence désiré.

La fonction « division » utilise un décompteur programmable qui recommence son cycle dès la fin du précédent afin de générer à sa sortie une onde dont la fréquence est égale au quotient de la fréquence de l'oscillateur commandé en tension et du nombre N ; cette onde a un rapport cyclique de 1/N. Si elle a des temps de commutation courts (ou si la fréquence est élevée), elle sera appliquée à la borne 15 du circuit (F_{VCO}) ; en revanche, si les fronts de montée et de descente sont lents, il faudra entrer sur la borne 16 (f_{VCO}).

La fréquence maximum admise à l'entrée 16 est de 2,5 MHz contre 3,5 MHz sur l'entrée 15, le minimum possible pour les deux entrées étant de 5 kHz.

La détection phase/fréquence est obtenue en comparant la sortie du diviseur (donc F_{VCO}/N ou f_{VCO}/N) avec un signal de référence à fréquence stable extérieur au circuit (f_{REF}).

Si $f_{VCO}/N < f_{REF}$, la sortie sur la borne 20 sera un zéro logique. Si $f_{VCO}/N > f_{REF}$, on obtiendra un 1 logique à la borne 20.

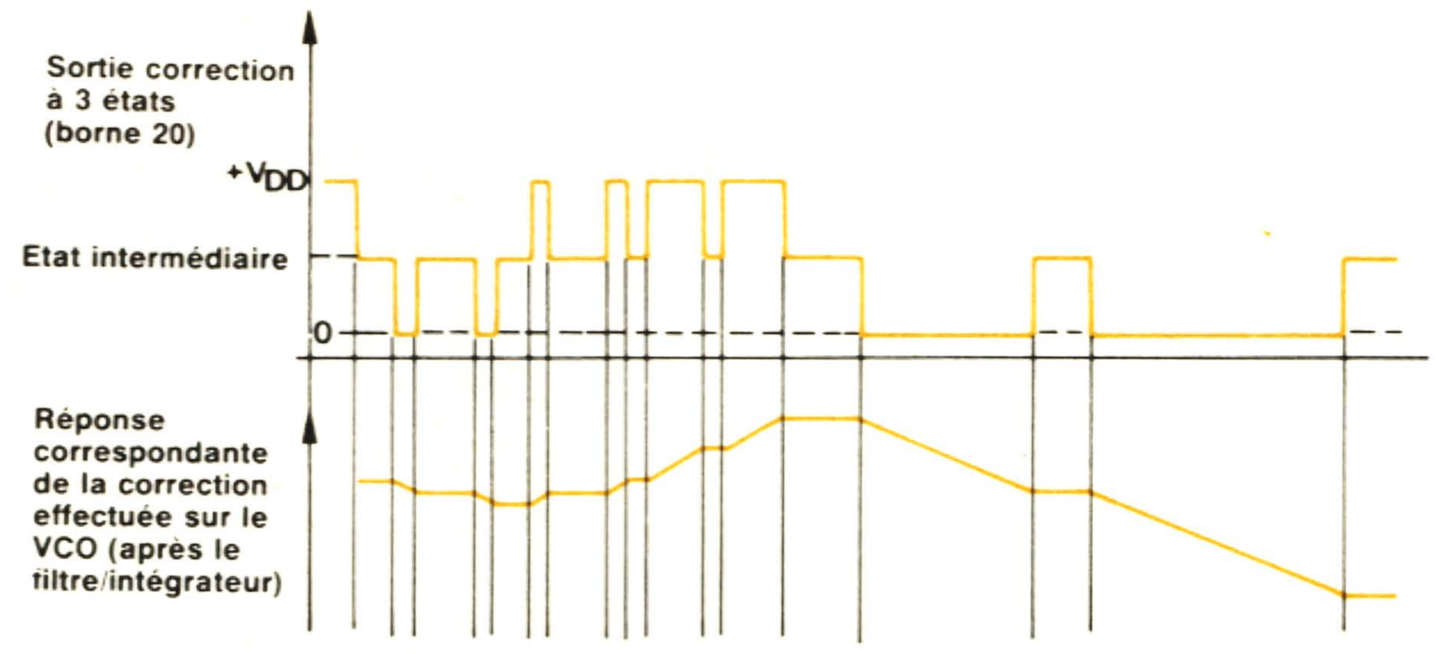


Fig. 2.

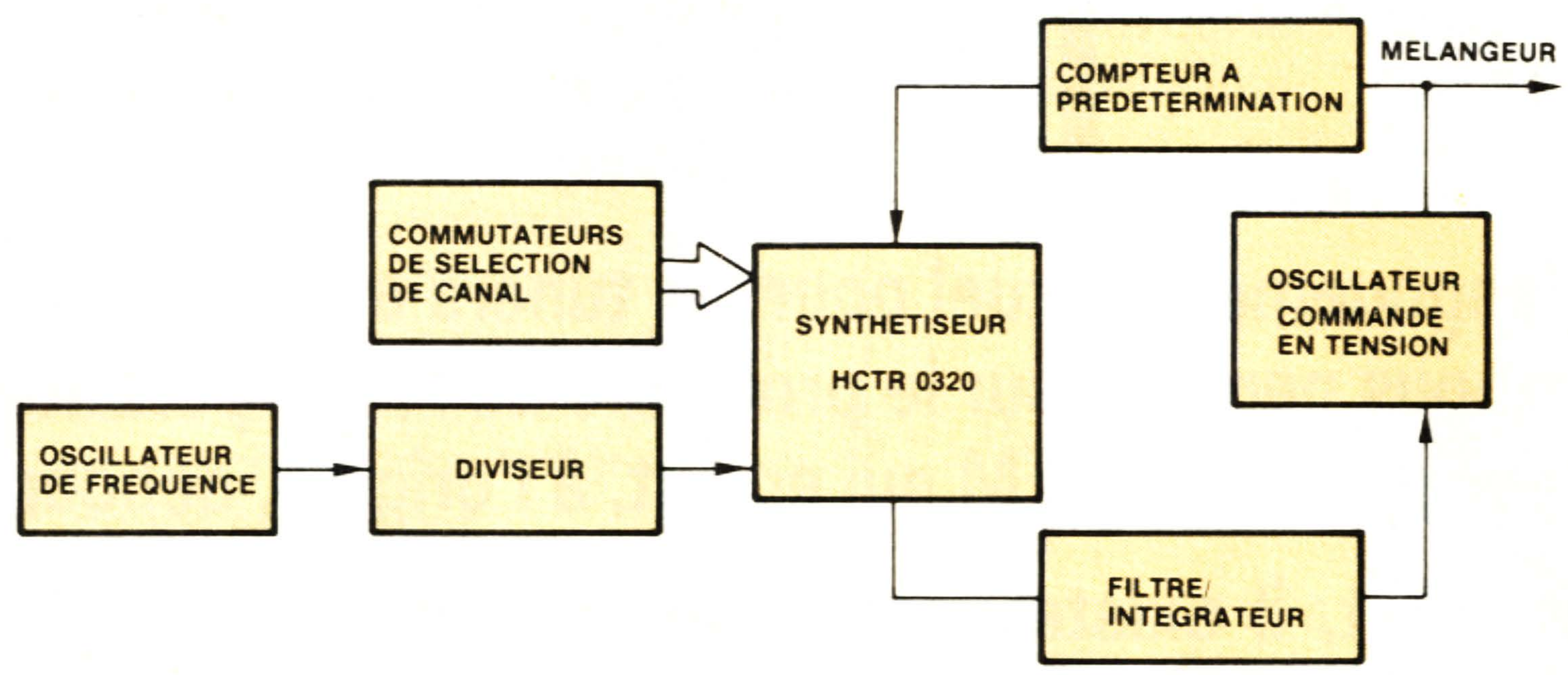


Fig. 3.

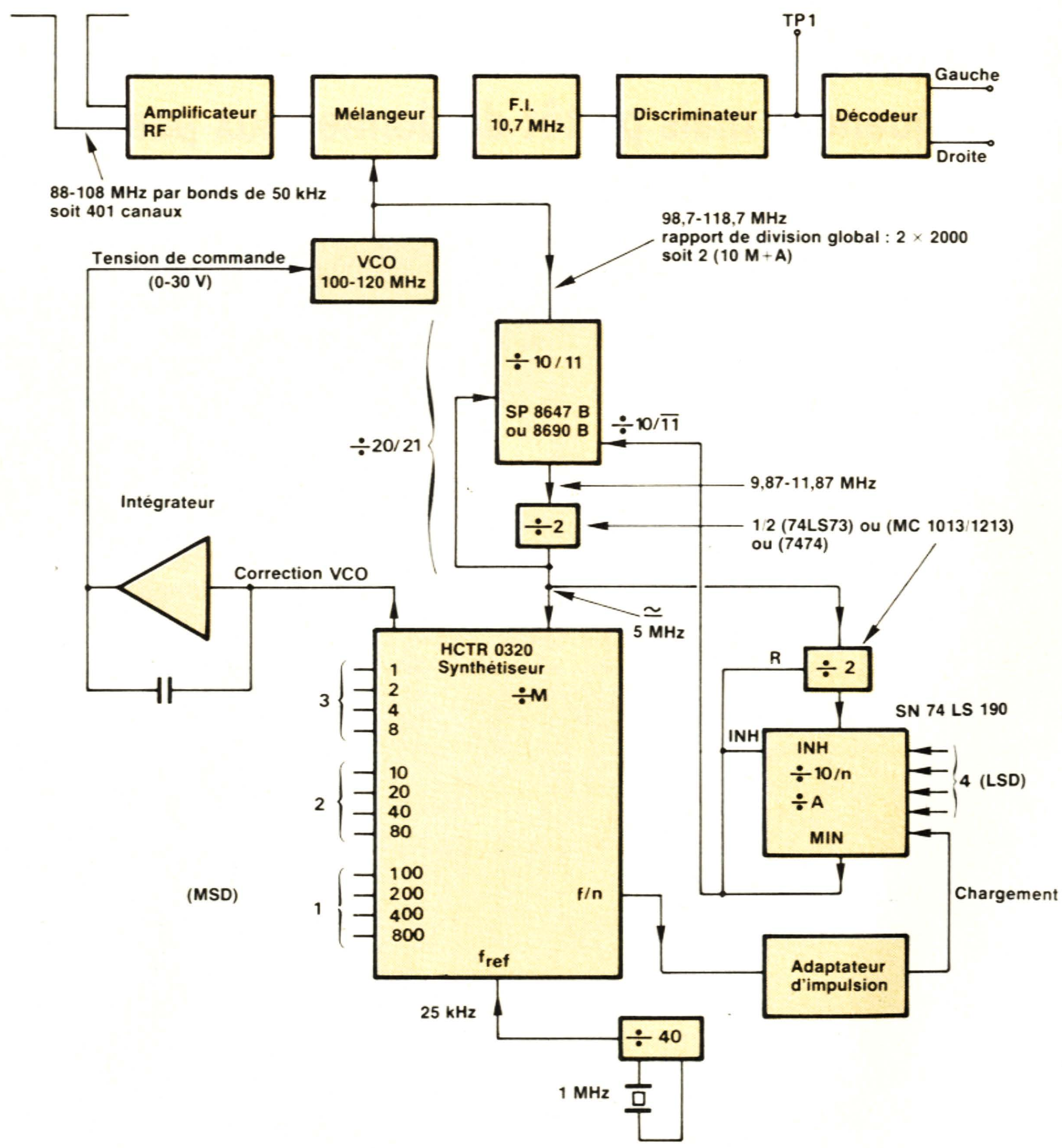


Fig. 4.

Si les deux fréquences sont égales, le signal de sortie restera dans un état intermédiaire haute impédance (sortie 3 états), donc pas de signal de correction (voir **fig. 2**).

Cette correction de la fréquence du VCO se fait donc par la commande d'un intégrateur dont l'entrée est commandée par le signal présent à la borne 20, et ceci proportionnellement

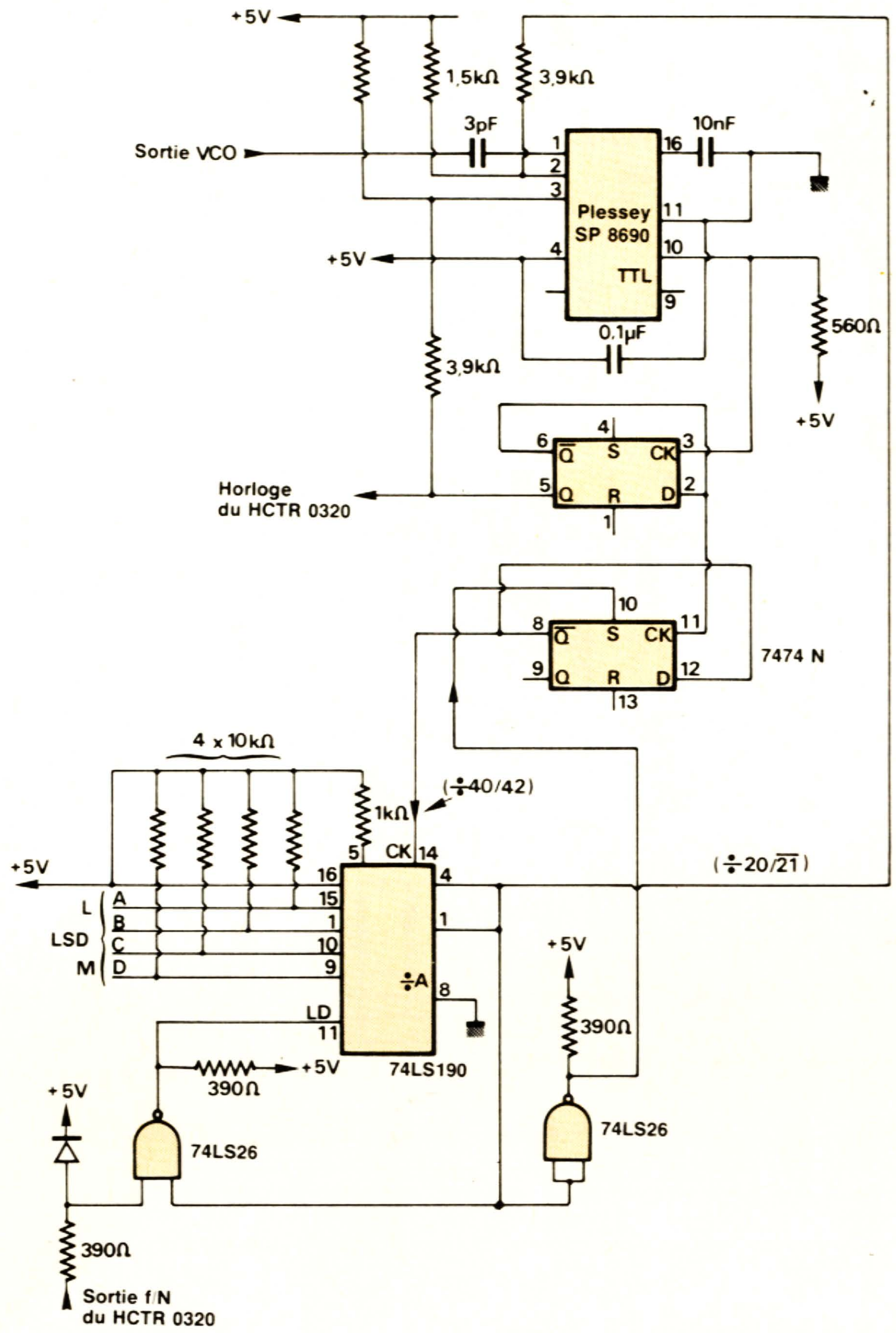


Fig. 5.

à la largeur de l'impulsion présente à cette borne.

Améliorer un tuner par un synthétiseur de fréquences

Le système décrit dans cet article procure 400 canaux dans la bande FM (88 à 108 MHz) avec un espacement de 50 kHz. Le schéma comprend le synthétiseur, un circuit ECL (de *Plessey :* SP 8647B ou 8690B) assurant la division du signal issu du VCO, une logique de commande de ce circuit, un intégrateur et l'oscillateur commandé en tension.

Cet ensemble pilote le mélangeur du tuner à équiper (voir **fig. 3**).

Dans le schéma proposé (voir **fig. 4**), l'oscillateur local (VCO dans notre cas) travaille avec un décalage de fréquence de 10,7 MHz par rapport au signal reçu. La sortie de l'oscillateur est envoyée sur un diviseur par 10 ou par 11 dont la fréquence de sortie est elle-même divisée par 2 par une bascule D (type MC 1013, MC 1213, 74LS73, 74LS74...).

Le signal ainsi divisé est réinjecté dans le diviseur par 10 ou 11, de façon à former un diviseur par 20 ou par 21 (et non par 22), constituant ainsi un compteur à prédétermination.

Le signal divisé ainsi obtenu est utilisé comme horloge du circuit synthétiseur HCTR 0320 et commande également une bascule D destinée à servir d'horloge à une décade (SN 74 LS190) dont le rapport de division est programmable en BCD (par quatre entrées) et qui contrôle le compteur à prédétermination, dont le détail est fourni à la **figure 5.**

Les paramètres de cette décade constituent le premier chiffre (unités) du nombre programmé en BCD ; c'est donc le LSD (le second chiffre est celui des bornes 1, 2, 3 et 12 du HCTR 0320 ; le troisième, celui des bornes 22, 23, 24 et 25 ; le MSD est commandé par les bornes 8, 9, 10 et 13).

Le circuit de Hugues est programmé pour une division par M et la décade supplémentaire pour une division par 2 A, avec comme condition M très grand devant 2 A. Cette décade est positionnée afin de permettre le fonctionnement suivant : à la fin de chaque cycle de division par M, elle est rechargée avec la valeur A et positionne le diviseur par 20 ou 21 sur un mode diviseur par 21 ; elle décompte jusqu'à zéro puis le positionne sur une division par 20, ce dernier état restant ainsi jusqu'à ce que le compteur par M soit plein et que le cycle recommence. Le nombre d'impulsions requis pour obtenir un cycle complet est alors de : n = (21 (2 A) + 20 (M – 2 A) = 20 M + 2 A = 2 (10 M + A). Nous appellerons n = 2 (10 M + A) le rapport de division nécessaire pour commander le synthétiseur à partir du signal issu de l'oscillateur VCO. Notons que ce mode de fonctionnement utilise une fréquence de référence de 25 kHz afin d'obtenir un espacement de 50 kHz entre chaque canal. (Si A est incrémenté de 1, n le sera de 2, car n est alors égal à 20 M + 2 (A + 1) soit 2 (10 M + A) + 2, donc la fréquence augmentera de 2 × f_{REF}, soit de 2 × 25 kHz, c'est-à-dire de 50 kHz.)

Prenons maintenant la fonction « détecteur de phase » du HCTR 0320. Celle-ci est assurée par une comparaison de la fréquence de l'oscillateur local divisée à l'intérieur du boîtier et d'une référence stable de 25 kHz. Le signal d'erreur généré à la sortie doit être filtré avant d'attaquer le VCO, afin d'empêcher une quelconque instabilité. Le filtre en question sera réalisé avec un amplificateur opérationnel de type NE 536 et quelques composants RC : il s'agit de faire une cellule passe-bas intégratrice. Le filtre attaque ensuite l'oscillateur commandé en tension – celui-ci n'est d'ailleurs sur aucun des schémas, car n'importe quel VCO fera l'affaire – qui doit être stable et délivrer un signal dont l'excursion s'étend de 0 à 30 V. Cet oscillateur est destiné à commander les diodes varicap du récepteur d'origine.

Notons au passage qu'un dispositif de verrouillage/déverrouillage peut être ajouté au système en n'utilisant qu'une bascule type D, de préférence en C.MOS puisque, dans ce cas, la fréquence est bien plus faible (la consommation du C.MOS l'emporte toujours) et une paire de portes inverseuses (même remarque pour les portes). Il suffit d'utiliser la sortie f/N du HCTR 0320 (borne 14), comme entrée de la bascule D (une moitié de 4013, par exemple), et la fréquence de référence f_{REF} (borne 18) comme signal d'horloge. La sortie complé-

mentaire $\overline{Q}$ permet alors de réduire le récepteur au silence lorsque la boucle n'est pas verrouillée (fonction appelée « mute » en termes de Hi-Fi). Une diode électroluminescente pourra même être montée avec sa résistance série (1 kΩ dans notre cas) entre $\overline{Q}$ et le + 12 V, afin de visualiser la position de $\overline{Q}$ et donc l'action du silencieux (voir **fig. 6**).

La fréquence de référence du synthétiseur (voir **fig. 7**) est obtenue à partir d'un oscillateur à quartz, bien entendu (pour sa stabilité), mais comme les quartz pouvant osciller à de basses fréquences seraient gros et onéreux, nous avons pris un modèle de 1 MHz. Celui-ci est mis en oscillation dans un montage utilisant des in-

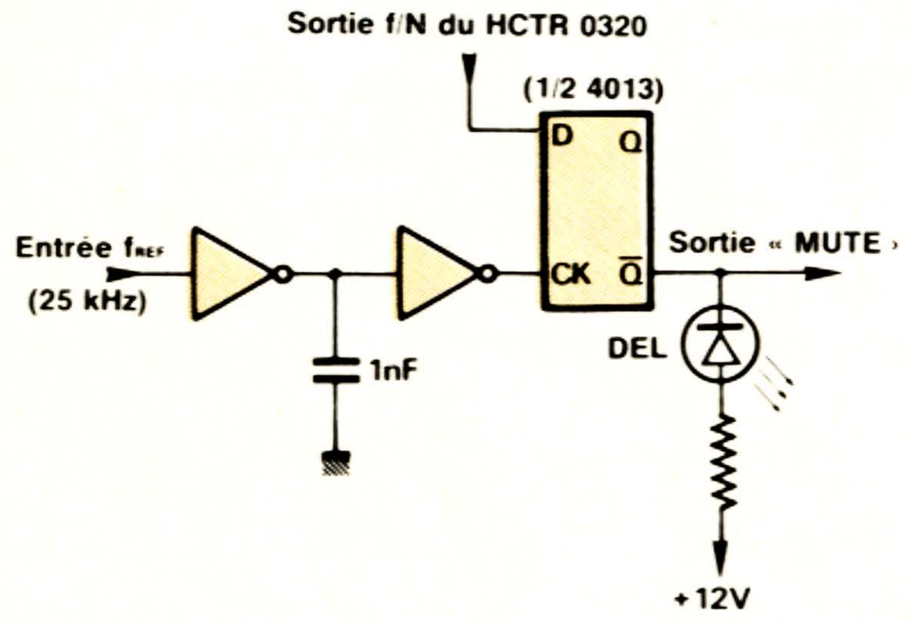


Fig. 6.

verseurs C.MOS (4049 ou 4069). Le signal à 1 MHz est divisé par 4 grâce à deux bascules D (toujours en C.MOS) montées en cascade (un seul 4013 suffira). Les 250 kHz obtenus sont alors divisés par 10 au moyen d'un circuit intégré type 4018 (toujours C.MOS) afin d'obtenir la fréquence de référence f_{REF} de 25 kHz.

Le schéma complet du synthétiseur est donné à la **figure 8**. Les entrées BCD du synthétiseur servent à la programmation de la fréquence désirée (un affichage classique pourra être connecté en parallèle afin de visualiser la fréquence programmée). Sachant que le chiffre des unités a quatre entrées correspondant respectivement aux valeurs 1, 2, 4 et 8, qu'il en est de même pour les deux autres (dizaine : 10, 20, 40 et 80, centaine : 100, 200, 400 et 800), le rapport de division peut être programmé (à chaque valeur de celui-ci, est adjointe une fréquence déterminée comme : 88 MHz pour 1974, 88,05 MHz pour 1975, etc.). Le nombre p de canaux programmables est de 401 puisqu'il dépend des limites de fréquences déterminées (88 à 108 MHz) et de l'espacement donné au départ (progression par bonds de 50 kHz) :

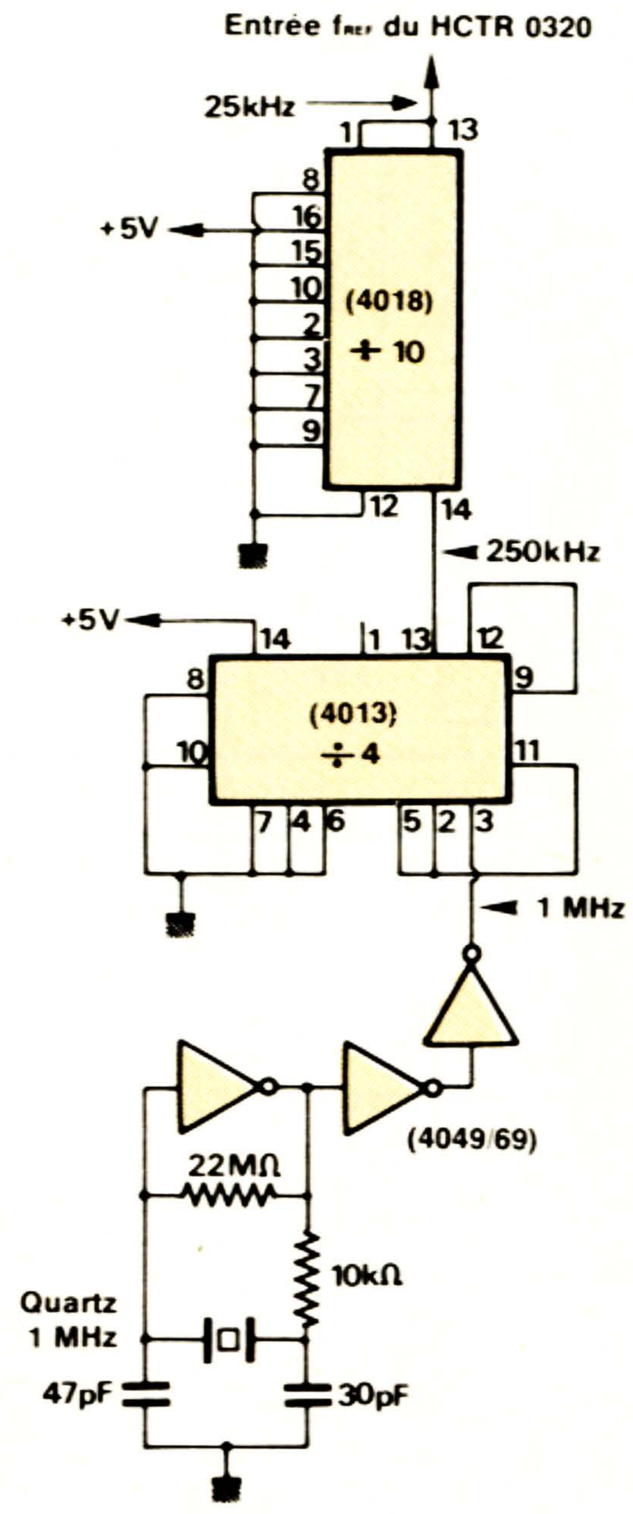


Fig. 7.

N° de canal	Fréquence FM (en MHz)	Nombre à programmer
0	88	1974
1	88,05	1975
2	88,10	1976
3	88,15	1977
10	88,5	1984
20	89	1994
40	90	2014
60	91	2034
80	92	2054
100	93	2074
120	94	2094
140	95	2114
160	96	2134
180	97	2154
200	98	2174
220	99	2194
240	100	2214
260	101	2234
280	102	2254
300	103	2274
320	104	2294
340	105	2314
360	106	2334
380	107	2354
398	107,90	2372
399	107,95	2373
400	108	2374
+ 2	+ 0,1	+ 2
+ 10	+ 0,5	+ 10
+ 1	+ 0,05	+ 1

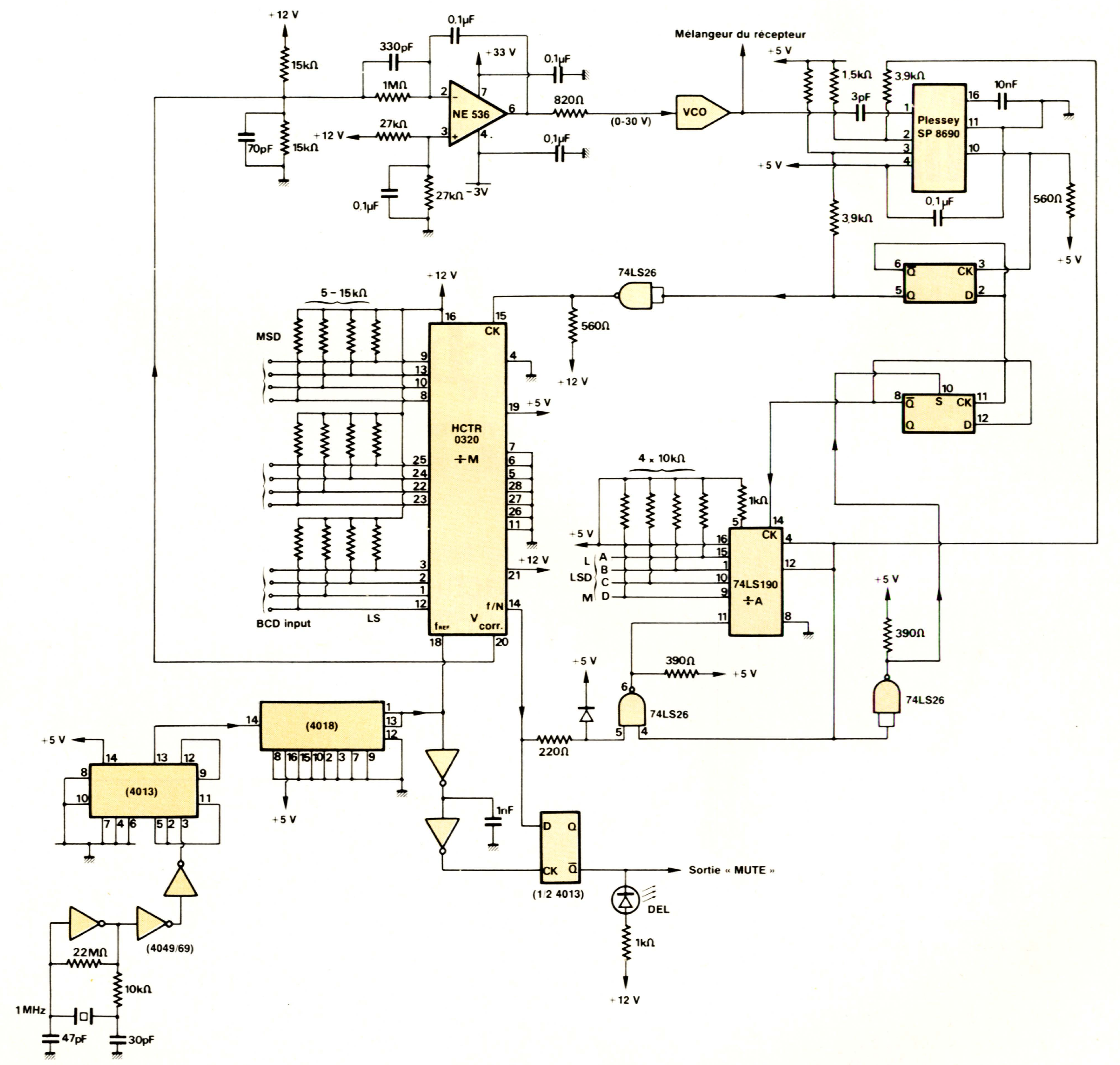


Fig. 8.

$$p = \frac{(108 \times 10^6) - (88 \times 10^6)}{(50 \times 10^3)} + 1$$

(car la fréquence maximale de 108 MHz est comprise dans l'ensemble).

p = 400 + 1 = 401 canaux.

Or, comme la première fréquence de 88 MHz correspond au nombre 1 974 pour la division programmable du HCTR 0320, que l'incrémentation est de un et que l'espacement est de 50 kHz, nous obtiendrons les résultats (canal/fréquence/nombre à programmer) montrés dans le tableau de la **figure 9.** Pour obtenir les valeurs intermédiaires, il faut se servir des trois dernières lignes (+ 2, + 10 et + 1) en les combinant à partir d'une valeur existant dans ce tableau. Exemple : le canal n° 343 = 340 + 2 + 1 correspond à la fréquence 105,15 MHz (105 + 0,1 + 0,05 MHz), et le nombre à programmer est 2 317 (2 314 + 2 + 1).

Patrick de Halleux

« Etoile » ou « triangle » : un montage éprouvé et sans emphase !

Applications

Un gradateur triphasé

Le but de cette étude est de réaliser un gradateur triphasé pour charges résistives couplées en étoile ou en triangle.

Le gradateur est monté sur une seule carte, et a un prix de revient assez faible.

Ce montage utilise trois circuits intégrés type TCA 280, un système adaptateur de tension ainsi qu'une alimentation continue régulée 0-15 V.

La commande s'effectue à l'aide d'une tension continue variant de 0 à 5 V pour un angle d'ouverture α allant de 180 à 0°.

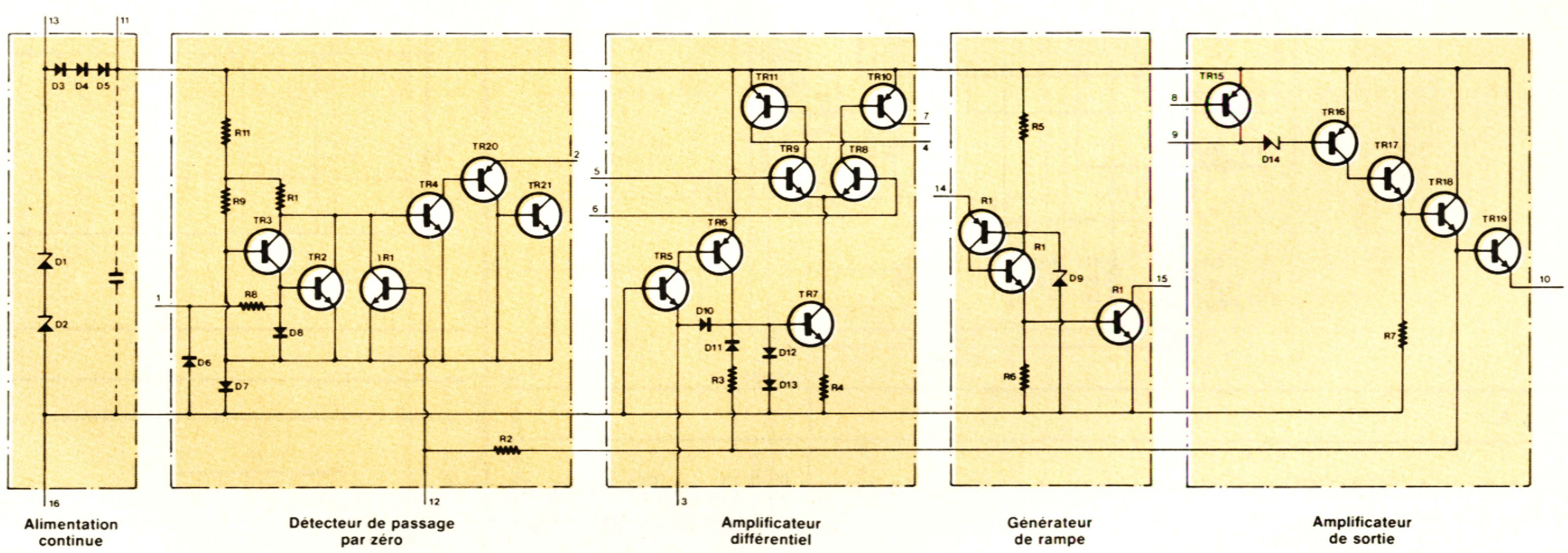


Fig. 1.

Synoptique général

Alimentation

Le schéma interne du circuit intégré TCA 280 **(fig. 1)** montre qu'il est composé de cinq parties essentielles, qui sont :

– une alimentation continue,

– un détecteur de passage par zéro,

– un amplificateur différentiel,

– un générateur de rampe,

– un amplificateur de sortie.

La **figure 2** donne le synoptique général du gradateur. Bien que le TCA 280 ait un circuit interne de stabilisation de tension, une petite alimentation ultra simple, utilisant un circuit intégré monolithique, a été prévue **(fig. 3)**.

On utilise un régulateur 12 V, ce qui permet d'obtenir une tension rigoureusement constante en sortie, et qui est meilleure que la stabilisation intégrée dans le TCA 280.

Etude du gradateur triphasé

Pour en expliquer le fonctionnement, on va d'abord étudier le montage en gradateur monophasé.

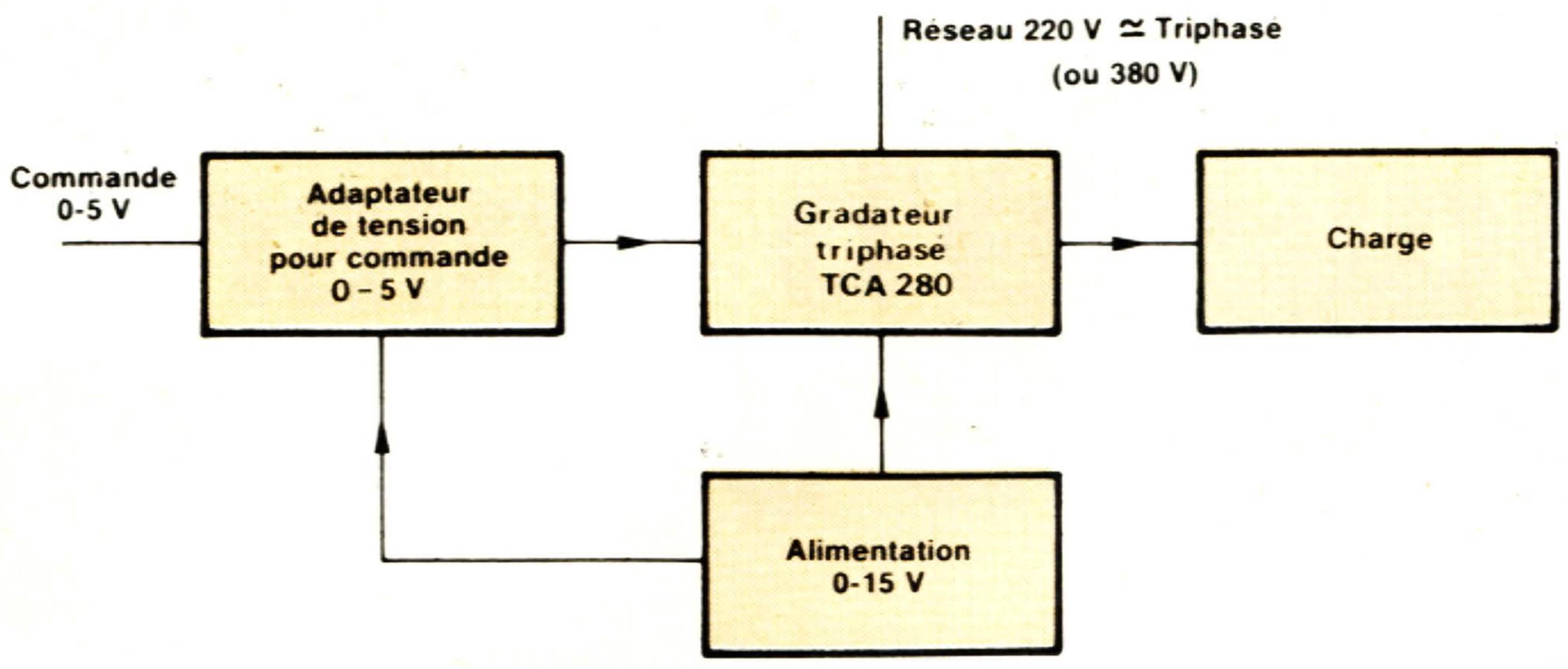


Fig. 2.

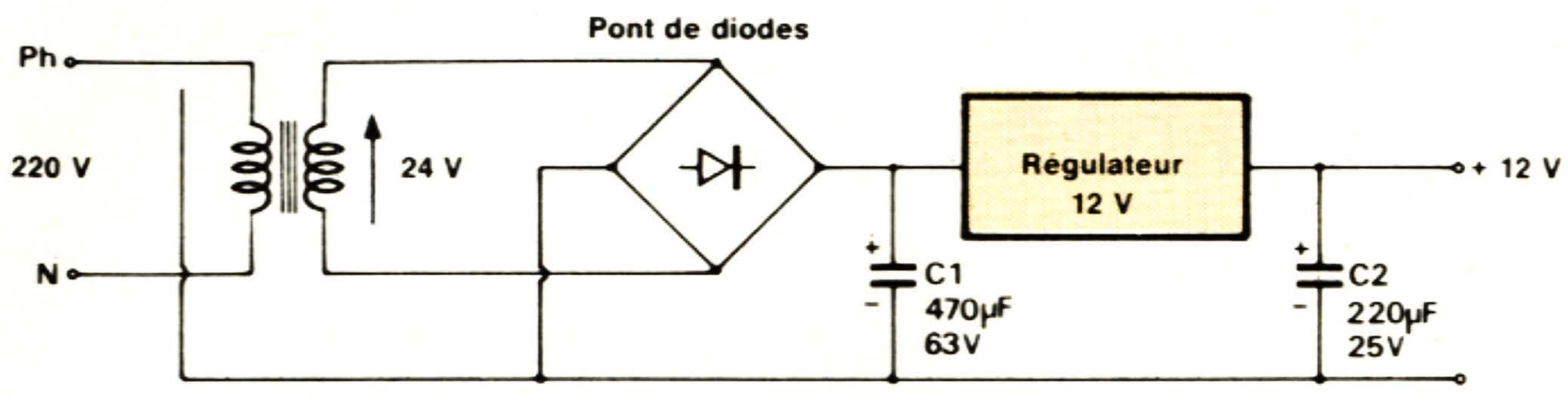


Fig. 3.

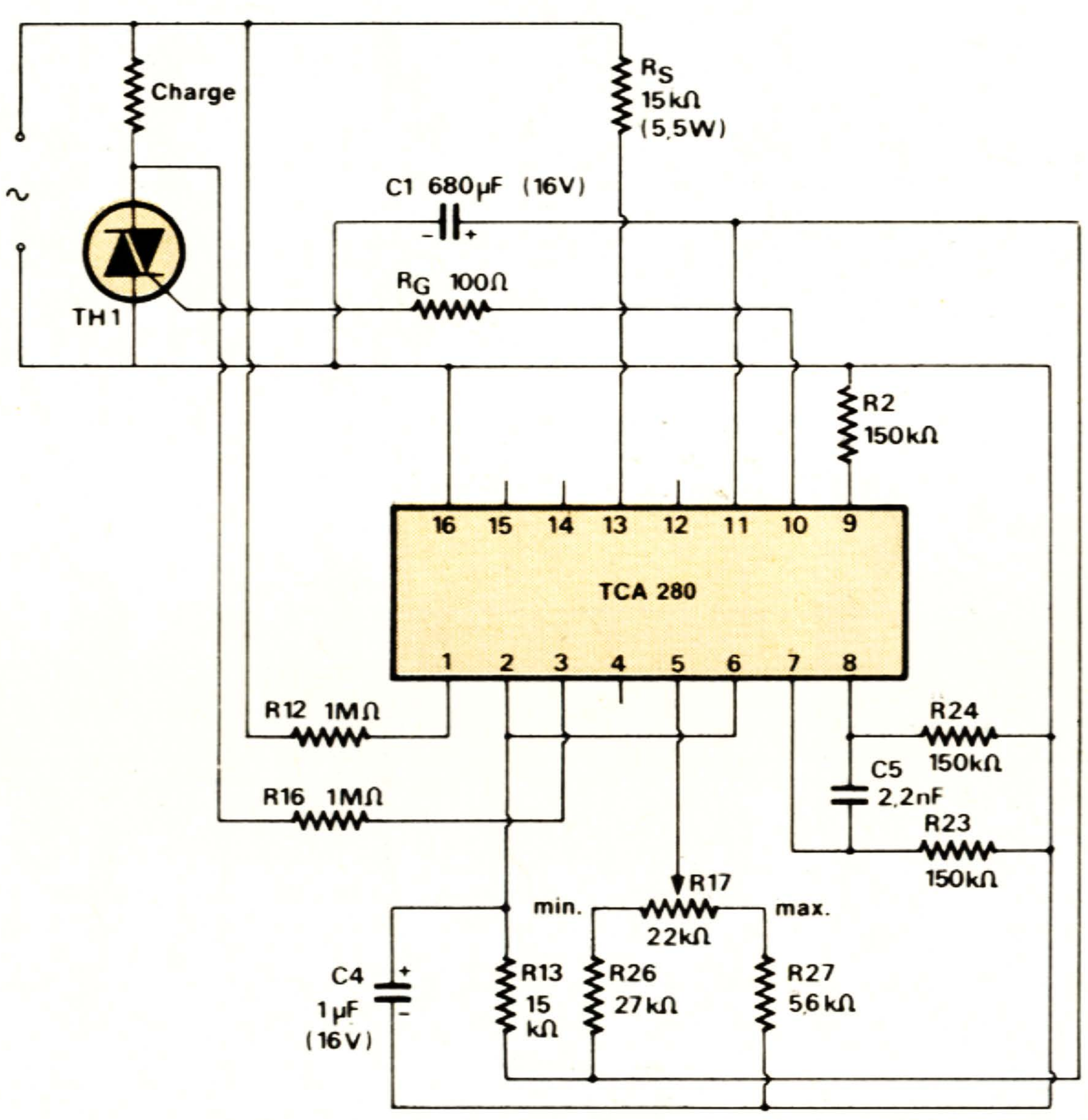


Fig. 4.

Le circuit TCA 280 est directement alimenté en continu entre les bornes 11 et 16. On ne se sert donc pas de son alimentation interne. La tension de commande du gradateur est appliquée sur la borne 5. Reportons-nous maintenant au schéma type d'application recommandé par le constructeur **(fig. 4)**. La capacité C_4 est chargée à travers R_{13} et déchargée en synchronisme par la borne 2. En effet, le détecteur de passage par zéro nous donne les signaux de la **figure 5**.

La dent de scie produite est transmise à la borne 6 de l'amplificateur différentiel qui la compare à l'image de la tension de commande, qui est appliquée à la borne 5. Dès que la tension de sortie de la borne 6 excède celle de la borne 5, TR_8 et TR_{10} **(fig. 1)** conduisent. La brusque augmentation de tension sur le collecteur de TR_{10} est transmise par un condensateur (C_5) sur la base de TR_{15}, le transistor est alors bloqué ; durant le blocage, une impulsion de déclenchement se produit, le courant de base de TR_{16} est fourni par la diode intégrée D_{14} et R_{20}. La largeur de l'impulsion de déclenchement dépend de la constante de temps $C_5 \times R_{24}$.

La source de courant TR_7 retarde l'impulsion de déclenchement jusqu'à l'instant où le courant passe par zéro. Il détecte la tension aux bornes du triac par R_{16}. Si R_{17} est réglée pour un déclenchement avant le passage par 0 du courant, l'impulsion ne peut être produite tant que la tension aux bornes du triac n'a pas varié suffisamment pour que TR_7 conduise. Durant le déclenchement, la tension haute de l'émetteur de TR_{18} est transmise à la base de TR_7 (lorsque la tension à la borne 3 est repassée à un niveau bas) et, par conséquent, la durée de l'impulsion de déclenchement est prolongée pour assurer la poursuite et la conduction du triac.

Jusqu'à présent, on a effectué l'étude de ce gradateur en monophasé. Pour construire le variateur en mode triphasé, la solution la plus simple serait de faire trois montages monophasés en parallèle. Seulement, cela présente un inconvénient majeur : les trois charges n'ont pas de point commun. On ne pourra donc pas les coupler entre elles.

Pour supprimer cet inconvénient, on inverse l'emplacement de la charge et du triac. Le schéma devient donc celui de la **figure 6.** Seulement, avec ce montage, on ne peut plus détecter la tension aux bornes du triac. On place la détection directement aux bornes de la phase, cela ne perturbe pas le fonctionnement.

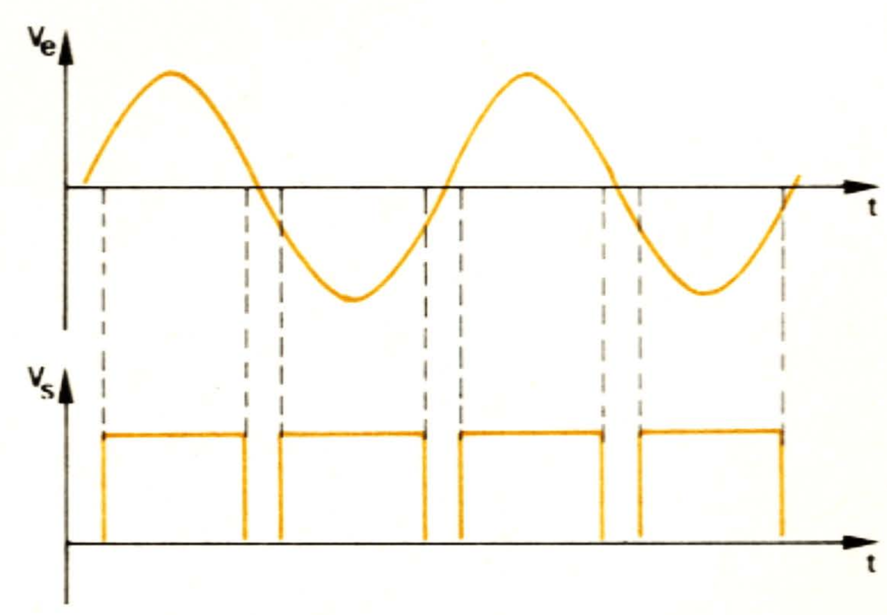


Fig. 5.

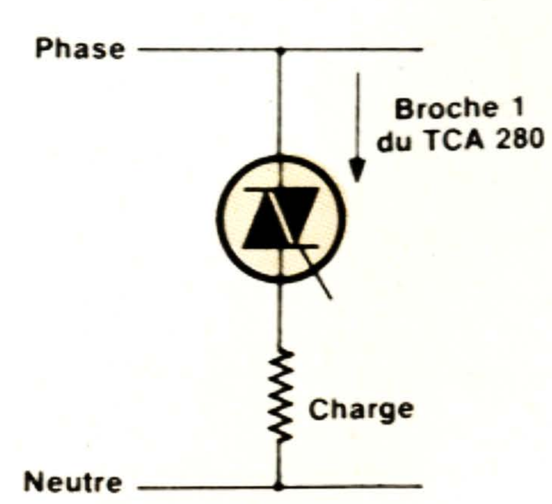


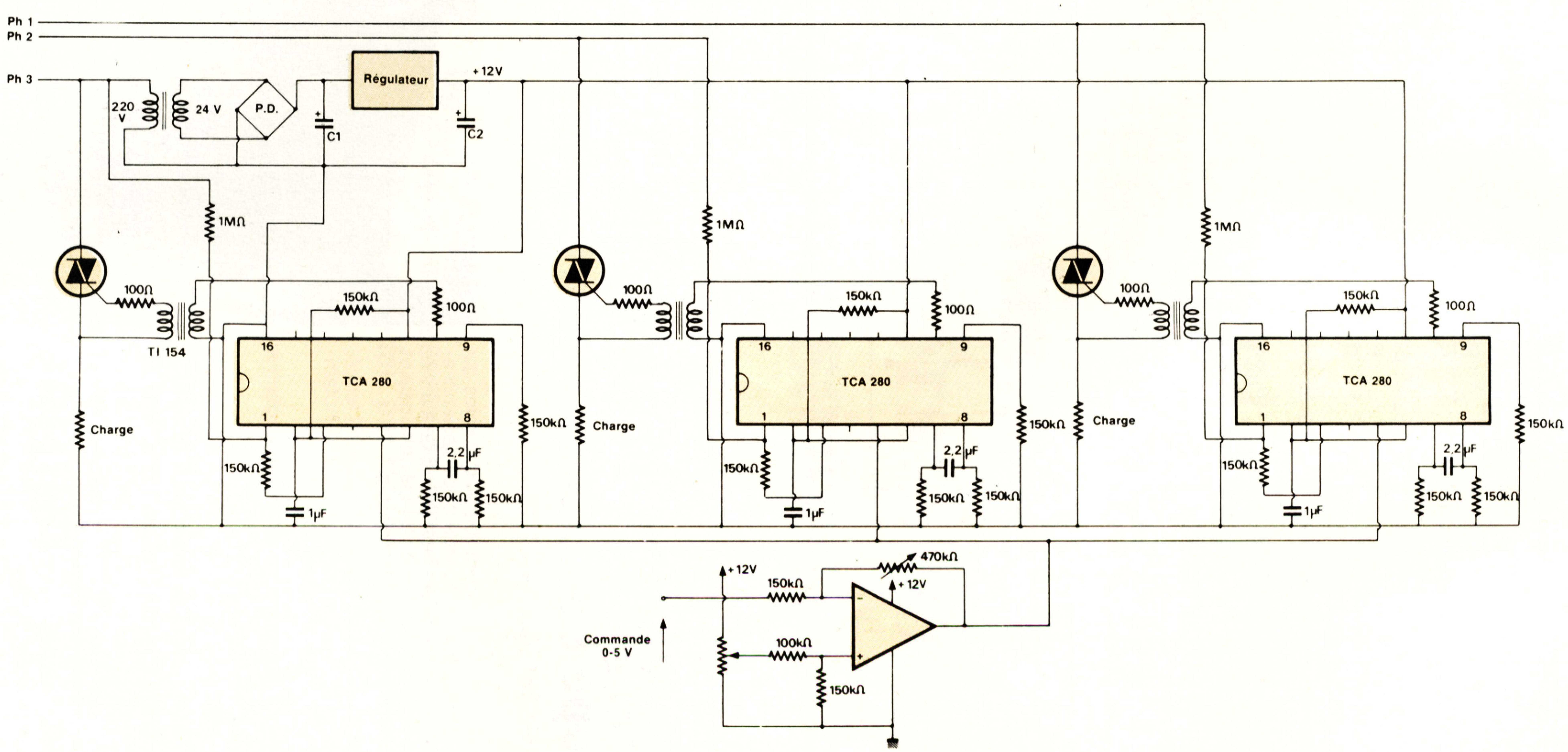
Fig. 6.

Par ailleurs, l'angle d'amorçage des triacs varie de sa valeur minimale à sa valeur maximale lorsque la tension sur la borne 5 varie de 2 à 6 V :

V_5 = 6 V : on a l'angle minimal ;

V_5 = 2 V : on a l'angle maximal.

Fig. 9.


Ph 1
Ph 2
Ph 3
220 V
24 V
P.D.
C1
Régulateur
+12V
C2
1MΩ
100Ω
TI 154
150kΩ
16
9
TCA 280
1
8
Charge
2,2 µF
1µF
470kΩ
+12V
100kΩ
Commande 0-5 V

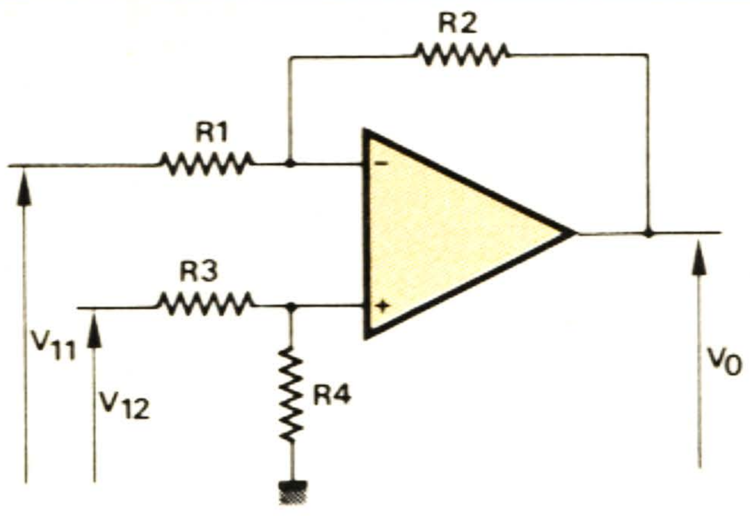


Fig. 7.

Comme l'on veut que la commande du gradateur se fasse en 0-5 V, un adaptateur de tension est nécessaire.

On effectue alors le montage de la **figure 7.**

Un raisonnement sur le montage nous conduit à écrire :

$$V- = \frac{R_2 V_{11} + R_1 V_0}{R_1 + R_2}$$

$$V+ = \frac{R_4 V_{12}}{R_3 + R_4}$$

Avec V+ = V–

$$R_1 V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} (R_4 V_{12} - R_2 V_{11})$$

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_4}{R_1} V_{12} - \frac{R_2}{R_1} V_{11}\right)$$

Si on prend : $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$

on obtient :

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_{12} - V_{11})$$

$V_0 = 6$ V, pour $V_{11} = 0$ V

d'où : $6 = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{12}$

$V_0 = 2$ V, pour $V_{11} = 5$ V

d'où : $2 = \frac{R_2}{R_1} (V_{12} - 5)$

Après calcul, on obtient :

$V_{12} = 7{,}5$ V et $\frac{R_2}{R_1} = 0{,}8$

Pour avoir un réglage précis des tensions, on utilise un potentiomètre au niveau de la tension de référence ; on utilise aussi un potentiomètre pour

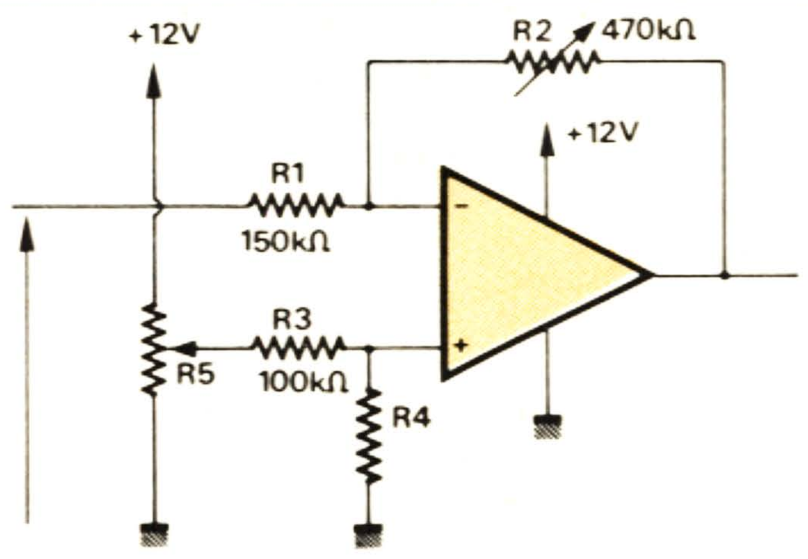


Fig. 8.

la résistance R_2 afin de régler plus précisément le rapport R_2/R_1.

Le schéma définitif de l'adaptateur devient celui de la **figure 8.** La **figure 9** (page précédente) donne le schéma complet du gradateur.

Application du montage

On peut utiliser ce montage pour réguler la tension d'une source triphasée. Si la tension de commande est l'image de la tension du réseau, les variations de ce réseau entraîneront un débit plus ou moins important du gradateur agissant de nouveau sur le débit du réseau. Il y aura donc une régulation.

Pour notre montage, nous avons réalisé un régulateur permettant un débit nul pour V = 210 V et un débit maximal pour V = 230 V. Nous avons, pour ce faire, pris l'image de la tension aux bornes du pont de diode de l'alimentation continue, comme le montre le schéma de la **figure 9.**

D. Laurent
I.U.T. Le Creusot

Applications

Conception d'un convertisseur continu-continu 48 V/5 V à transistors MOS de puissance

Les convertisseurs de tension continu-continu sont de plus en plus utilisés dans les sous-ensembles électroniques. Jusqu'à présent, les éléments de puissance de ces convertisseurs étaient le plus souvent des transistors bipolaires. L'idée de les remplacer par des transistors MOS de puissance présente l'intérêt d'une plus grande fréquence de découpage et, par conséquent, conduit à une réduction du volume des bobines de lissage et des condensateurs de filtrage.

Nous avons choisi de réaliser un convertisseur de type push-pull. Dans ce type de convertisseur, la commande des transistors se fait par rapport à une référence unique, et il y a un seul transformateur.

Calcul du transformateur

La fonction de transfert V_S/V_e d'un convertisseur push-pull est donnée par l'expression :

$$\frac{V_S}{V_e} = 2 \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{Z}{T} - \left(\frac{V_p}{V_e}\right)$$

où V_p représente les pertes électriques dues aux composants de redressement et de filtrage de sortie qu'il faut compenser. Les paramètres n_2 et n_1 sont respectivement le nombre de spires des enroulements secondaire et primaire. On obtient facilement le rapport de transformation N du transformateur :

$$N = \frac{n_1}{n_2} = 2 \cdot \frac{V_e}{V_S + V_p} \cdot \frac{Z}{T}$$

Z est le temps de conduction des transistors et T la période du signal de commande.

Par exemple, pour un convertisseur 48 V/5 V dont les pertes représentent 3 V et fonctionnant avec un rapport cyclique S = Z/T moyen de 25 % on trouve :

$$N = 2 \cdot \frac{48}{5 + 3} \cdot 0{,}25 = 3$$

Le nombre de spires du primaire (n_1) découle de la formule :

$$V_{e\,max} \cdot \delta_{max} = n_1 \cdot B_{max} \cdot S_m \cdot f$$

$$\text{d'où : } n_1 = \frac{V_{e\,max} \cdot \delta_{max}}{B_{max} \cdot S_m \cdot f}$$

δ_{max} = rapport cyclique maximum = 49 %

B_{max} = valeur maximum de l'induction dans le noyau

S_m = section minimum du noyau du transformateur.

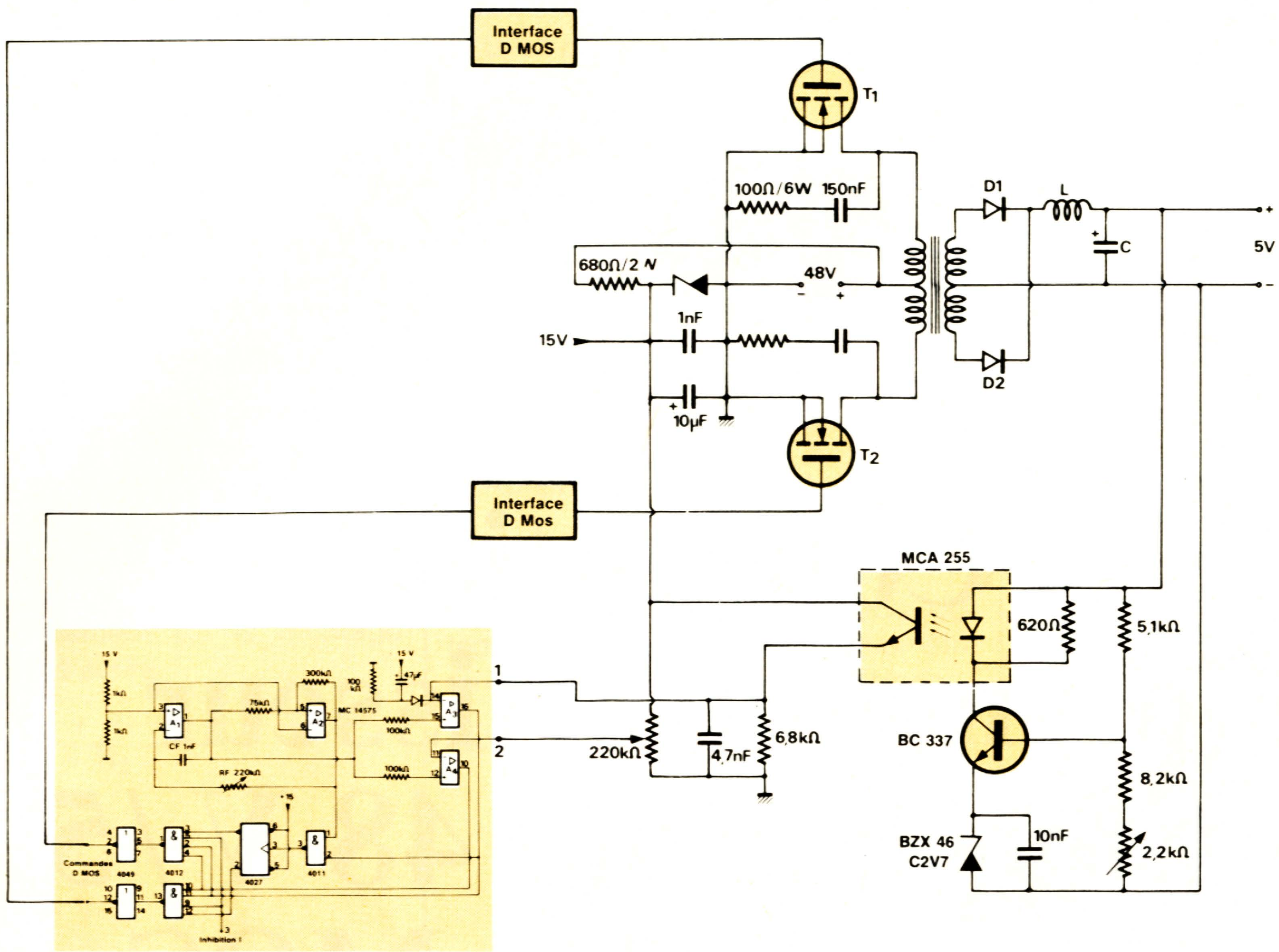


Fig. 1. – Schéma du convertisseur.

La valeur de la bobine de filtrage (L) en sortie est donnée par l'expression :

$$L \geqslant \frac{V_S}{\frac{\Delta I}{I} \max \cdot I_S \cdot f}$$

Avec :

I_S = courant de sortie

$\frac{\Delta I}{I}$ = ondulation résiduelle maximale

V_S = tension de sortie

f = fréquence de découpage

La valeur de la capacité de sortie (C) découle de l'inégalité :

$$C \geqslant \frac{(V_E - V_S) \cdot V_S}{2 \cdot L \cdot f^2 \cdot V_E \cdot v_S}$$

Avec :

V_E = tension redressée

V_S = tension de sortie

v_S = tension résiduelle crête-crête

La **figure 1** donne le schéma d'ensemble du convertisseur.

Interface MOS de puissance

La façon la plus efficace d'attaquer un transistor MOS de puissance est le montage push-pull, soit à transistors bipolaires, soit à transistors MOS complémentaires, comme le montre la **figure 2.**

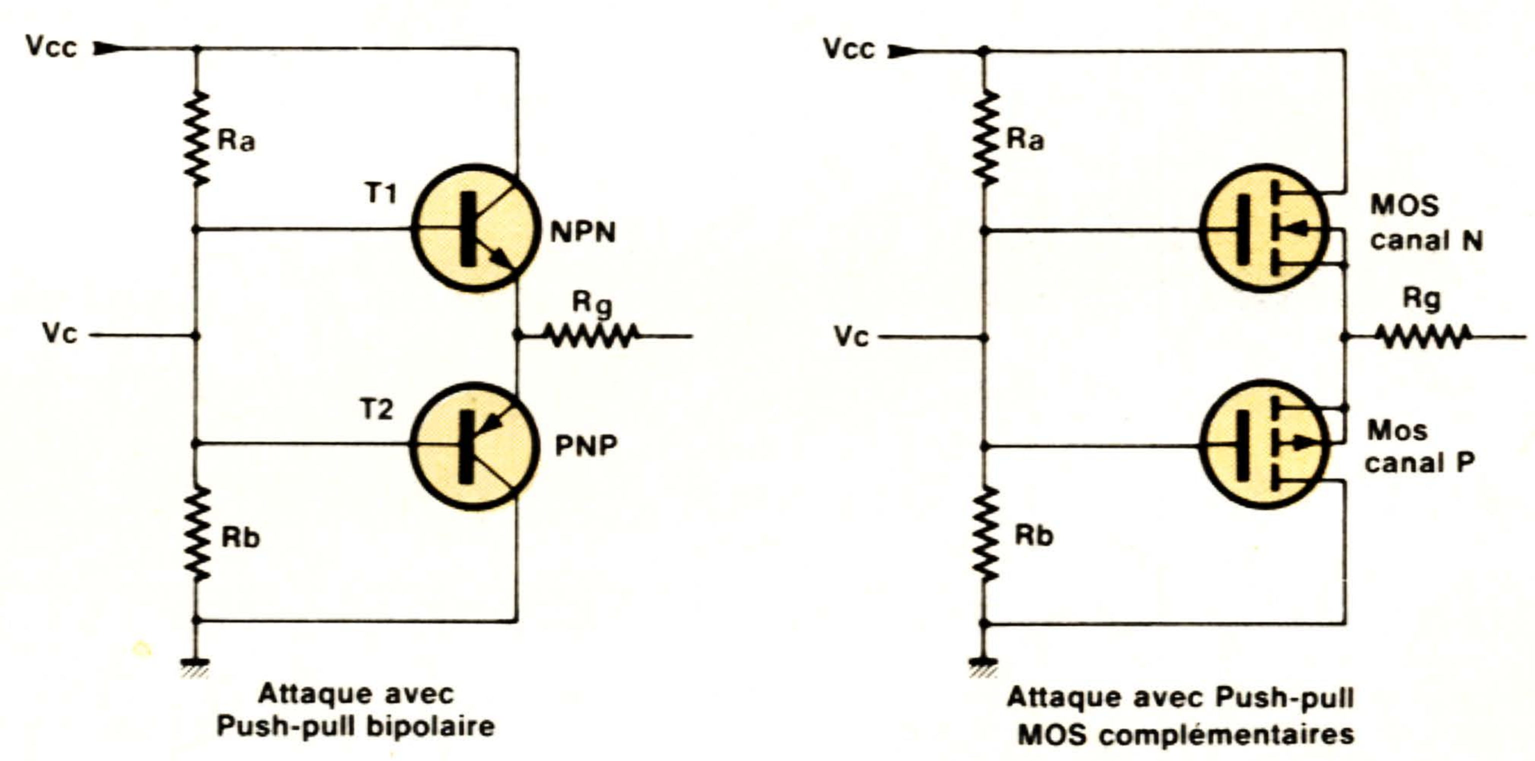


Fig. 2. – Montage d'attaqe des transistors MOS de puissance.

Ce montage d'attaque permet d'obtenir les temps de commutation les plus rapides et est économe en puissance. La résistance R_g (10 Ω environ) en série avec la grille sert à éviter l'amorçage du transistor par les capacités parasites de câblage.

Le circuit de commande

Ce circuit effectue une commande à fréquence constante et temps de conduction modulé ; ce qui revient à réaliser un modulateur d'impulsion en largeur (« PWM »). Celui-ci est présenté sur la **figure 3.** Les signaux en différents points sont visibles sur la **figure 4.**

Les amplificateurs opérationnels sont bouclés l'un sur l'autre ; l'un étant monté en intégrateur (A_1), l'autre en comparateur (A_2), réalisent un générateur de dent de scie en sortie de A_1. La sortie de l'amplificateur A_2 fournit un signal carré de fréquence f :

$$f = \frac{1}{4\,R_F \cdot C_F} \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

Pour réaliser un signal produisant une impulsion modulée en largeur, il suffit de comparer une dent de scie fixe avec une tension continue variable. Ceci est exécuté par le comparateur A_3.

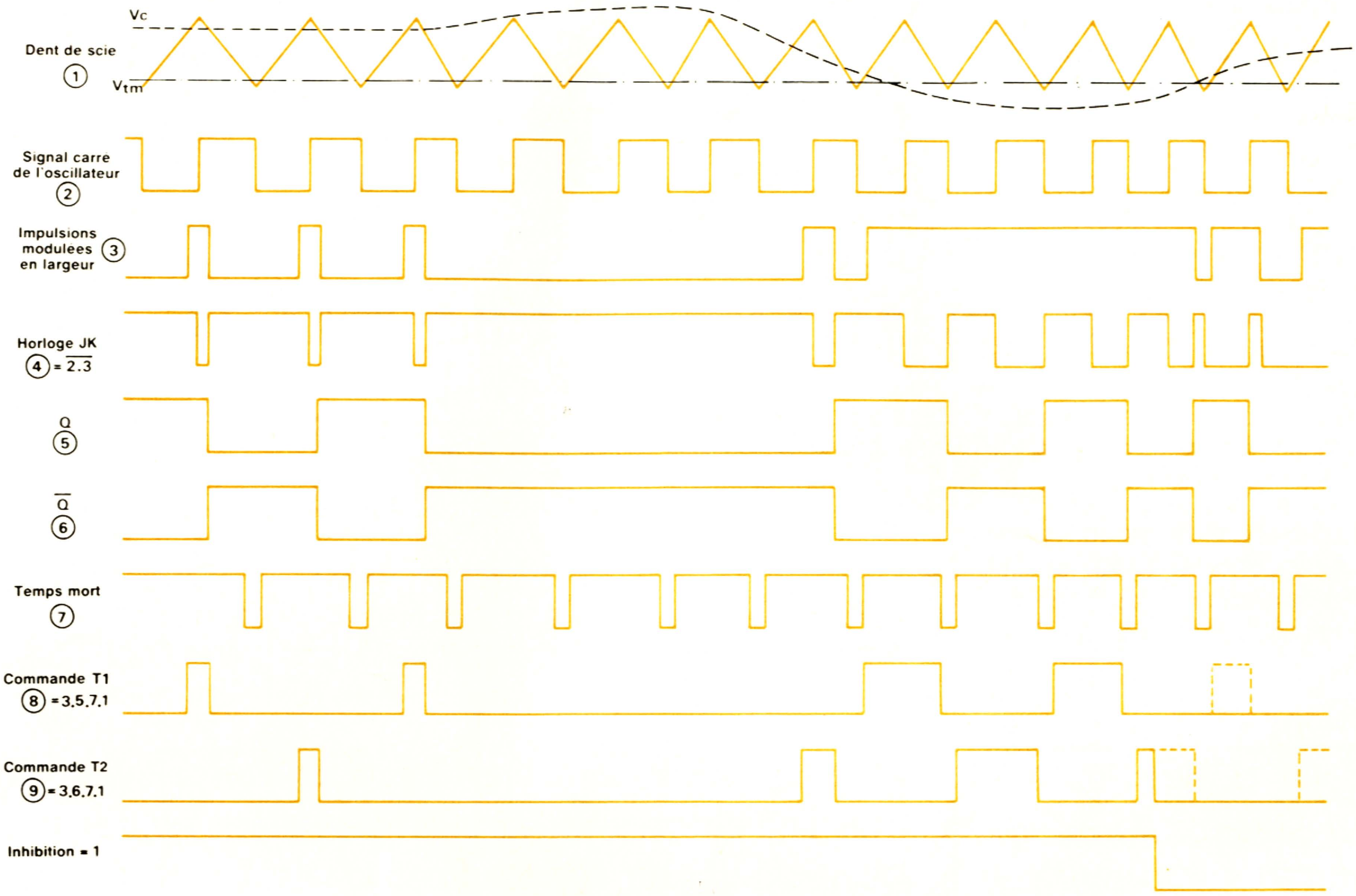


Fig. 4. – Différents signaux du circuit de commande.

Pour éviter que la montée en puissance du convertisseur soit trop rapide, nous ajoutons un circuit de démarrage progressif (R_8, C_5, D_3). Celui-ci agit comme il est montré à la **figure 5.** Ce circuit permet une lente progression du temps de conduction des transistors de puissance.

A partir d'un seul signal, il faut commander deux transistors en alternance. Nous devons donc intercaler une bascule bistable, dans notre cas une bascule JK (4027). Celle-ci est commandée par une combinaison du signal carré de l'horloge de référence « 2 » et du signal modulé en largeur « 7 ».

Le comparateur A_4 réalise, de la même façon que le comparateur A_3, un signal d'impulsions fixes appelé « contrôle de temps mort » qui sert à éviter la conduction simultanée des deux transistors et, par suite, leur destruction.

La combinaison des signaux de temps mort « 3 », d'impulsion modulée en largeur « 7 », et d'une sortie de la bascule JK donne pour chaque transistor un signal de commande à fréquence constante et temps de conduction modulé.

Une entrée inhibition « I » qui masque les signaux de commande est prévue pour couper le convertisseur

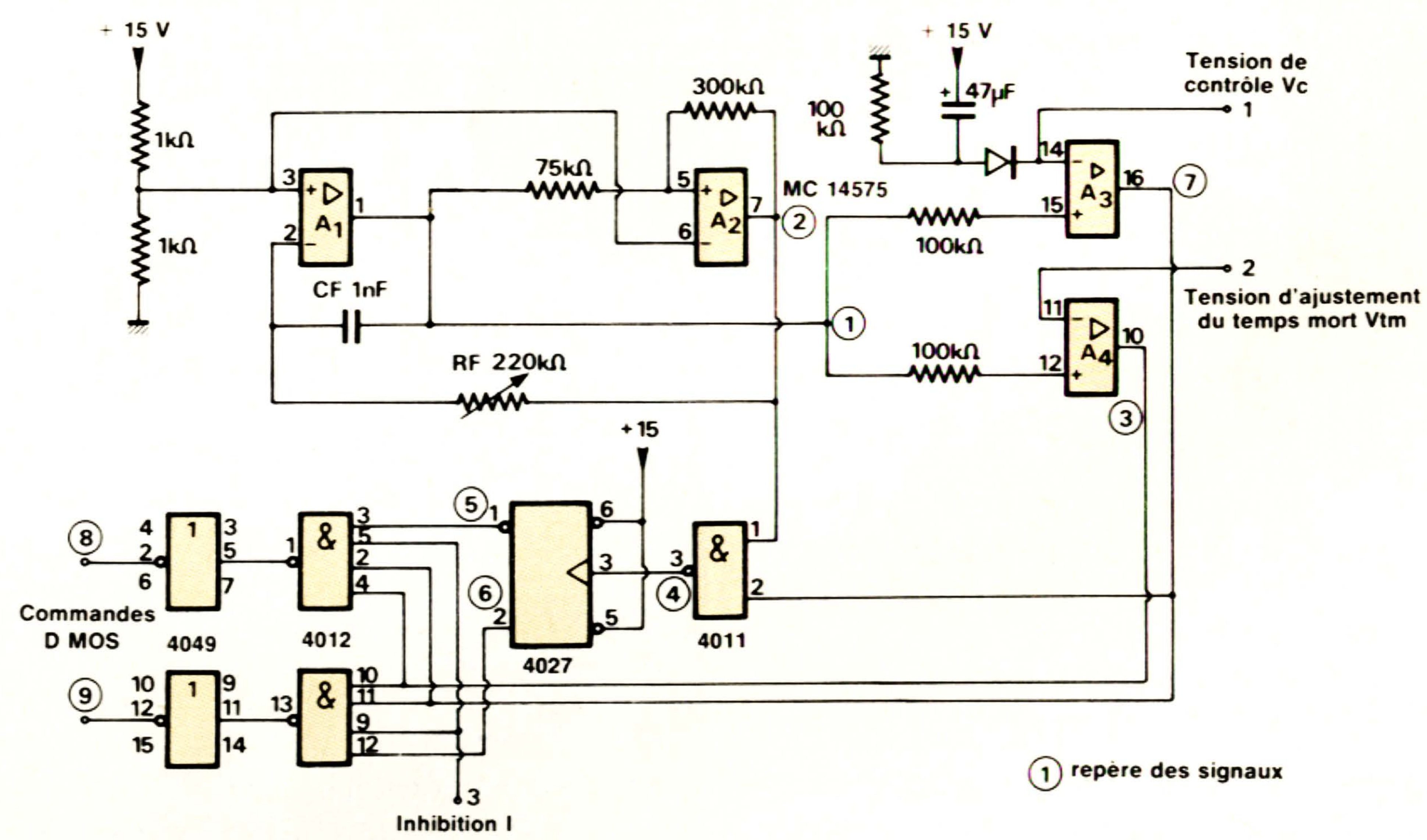


Fig. 3. – Circuit de commande.

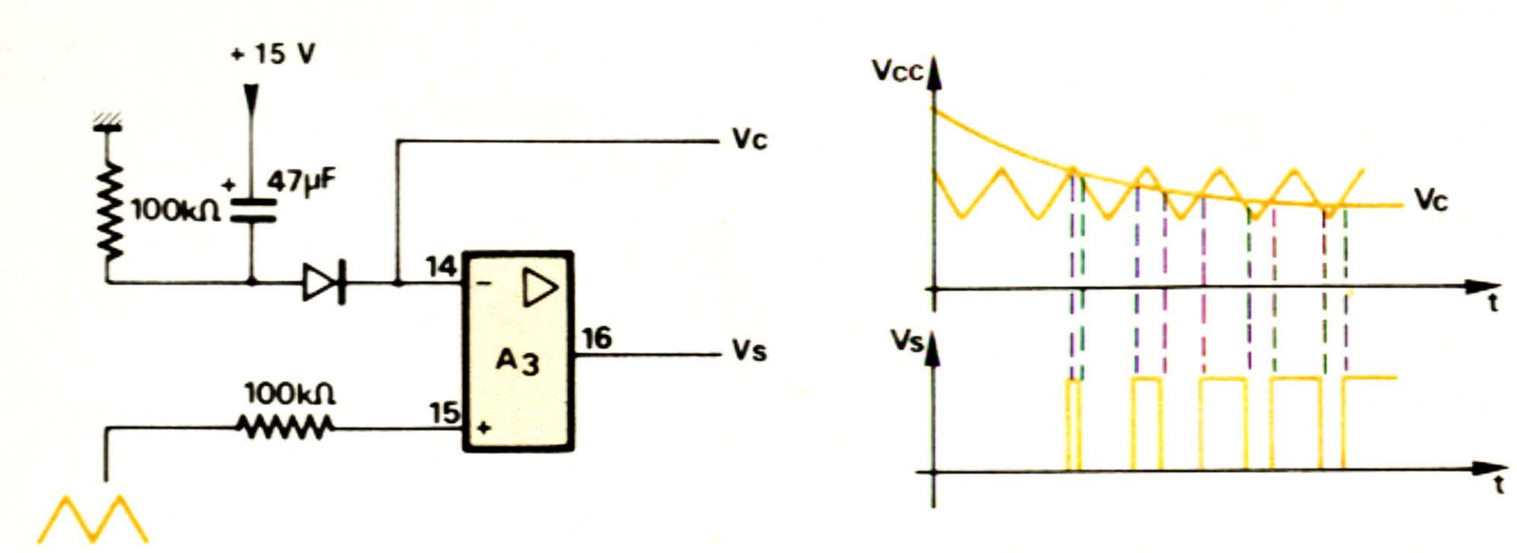


Fig. 5. – Circuit de démarrage progressif.

en cas de problèmes tels que surtension en sortie ou surintensité.

Le circuit de contre-réaction **(fig. 6)** qui fournit la tension de contrôle V_c est constitué d'un transistor monté en comparateur. Il compare une tension de référence avec une fraction de la tension de sortie. Ce transistor attaque la diode d'entrée d'un photocoupleur. La sortie du photocoupleur débite dans une résistance un courant proportionnel à l'erreur en sortie du convertisseur. La tension V_c agit sur le temps de conduction des transistors de puissance pour assurer la régulation.

On peut améliorer les performances du circuit de contre-réaction en utilisant un amplificateur opérationnel, comme indiqué sur la **figure 7.**

Conclusion

Les principaux avantages présentés par l'utilisation de transistors MOS de puissance sont :

– une fréquence de fonctionnement de l'ordre de la centaine de kilohertz ;

– la simplicité de la commande des MOS qui fait intervenir un nombre réduit de composants et qui est économe en puissance.

La diminution de la résistance à l'état conducteur et l'augmentation de la tension de claquage des MOS de puissance permettront de généraliser leur utilisation et, de ce fait, contribueront à la diminution de leur prix.

C. PONSOT
Ingénieur CNAM

D'après mémoire d'Ingénieur CNAM *« Etude et réalisation d'un convertisseur continu-continu 48 V-5 V à transistors MOS de puissance à intégrer »*

Bibliographie

[1] *« Manuel d'applications V.MOS »* – Siliconix. Septembre 1980.

[2] *« A new approach to switching regulators »* – R.J. Haver – AN719. Motorola 1974.

[3] *« Le transistor de puissance dans son environnement »* – Thomson-CSF – DSD.

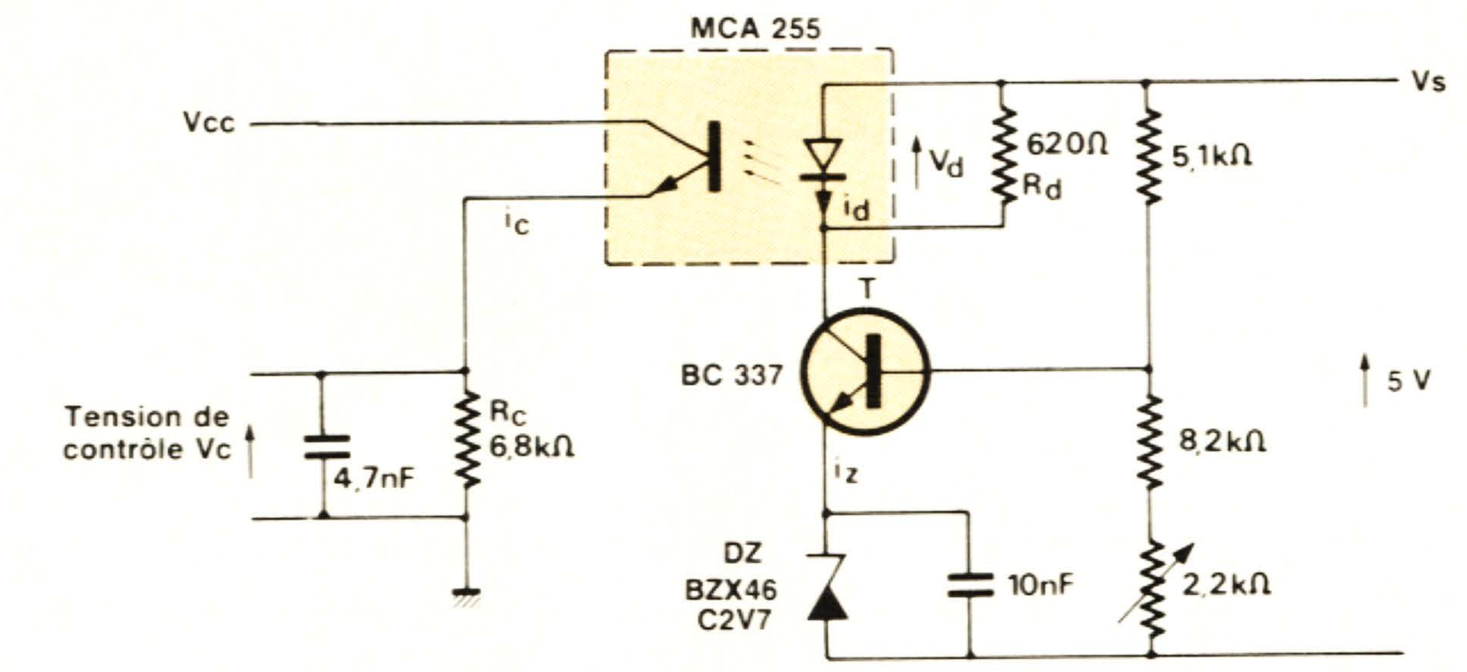


Fig. 6. – Circuit de contre-réaction.

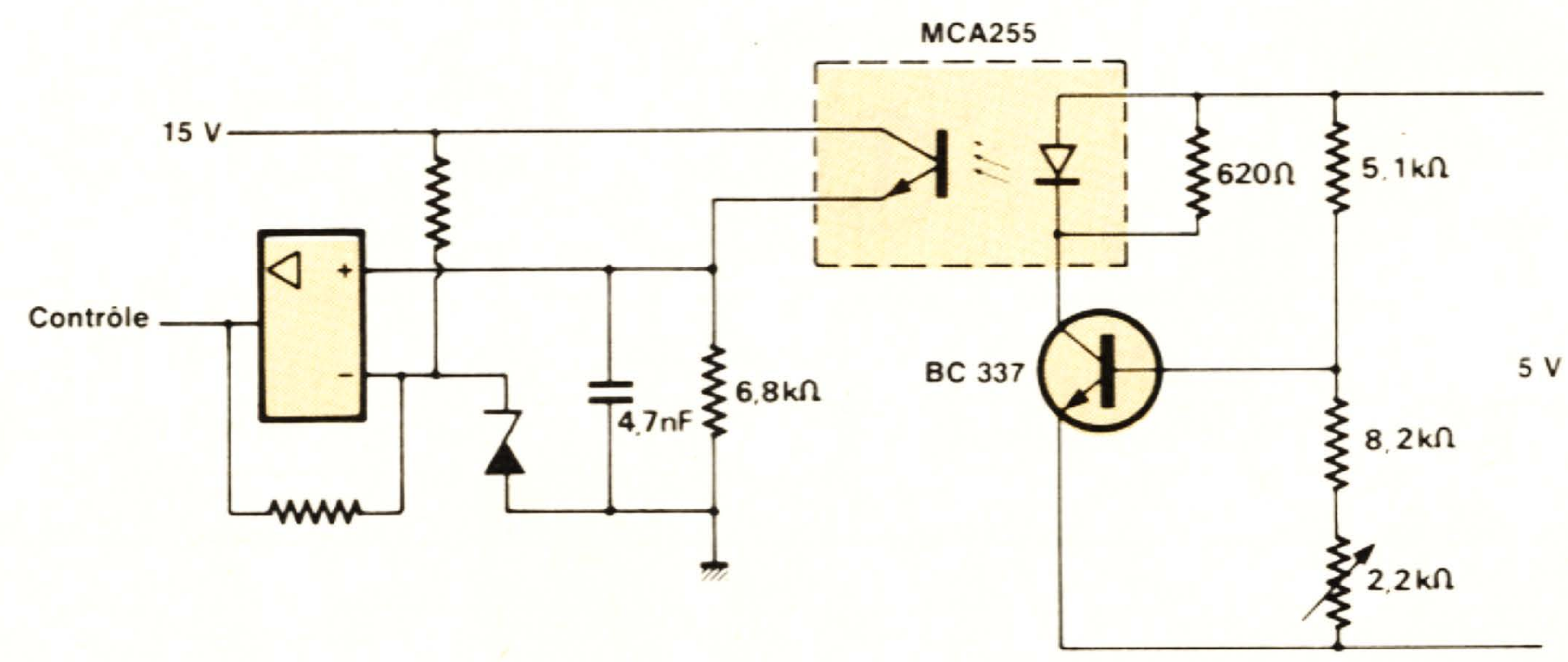


Fig. 7. – Amélioration du circuit de contre-réaction.

Réalisation

Une télécommande haute sécurité à un canal

Parmi les différents supports d'information utilisés en télécommande, on élimine de plus en plus souvent la voie radio 27 MHz lorsqu'une certaine sécurité de fonctionnement est requise ; en effet, l'encombrement des fréquences de la bande « CB » peut faire craindre de fréquents déclenchements intempestifs.

Cependant, l'utilisation de récents composants de codage et de décodage par voie digitale peut permettre de garantir une protection quasi parfaite en toutes circonstances, ainsi qu'une inviolabilité à peu près totale.

On peut donc retenir cette solution pour la commande de portes de garage, ou d'autres dispositifs similaires.

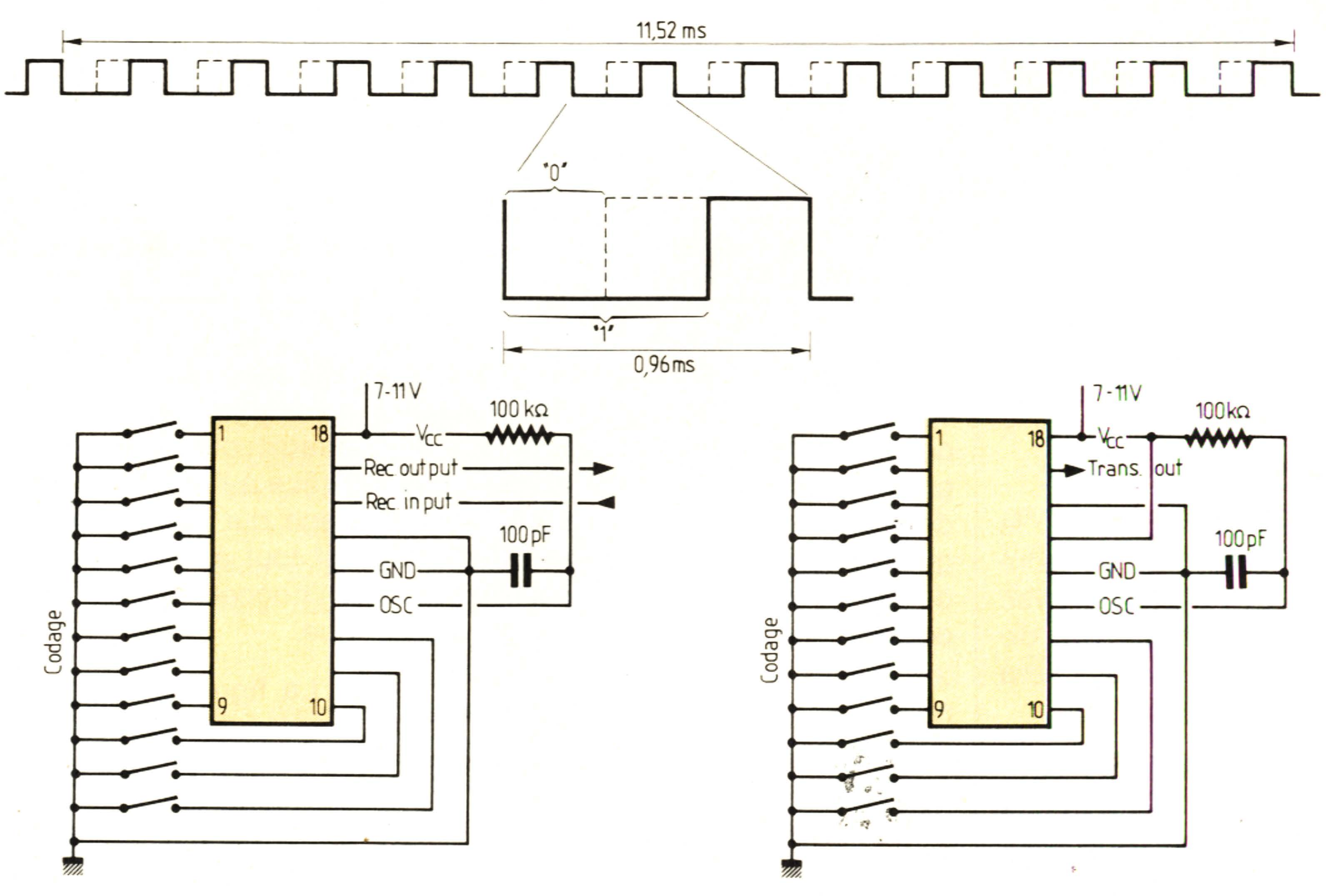


Fig. 1. – Principe du codage-décodage par MM 5320.

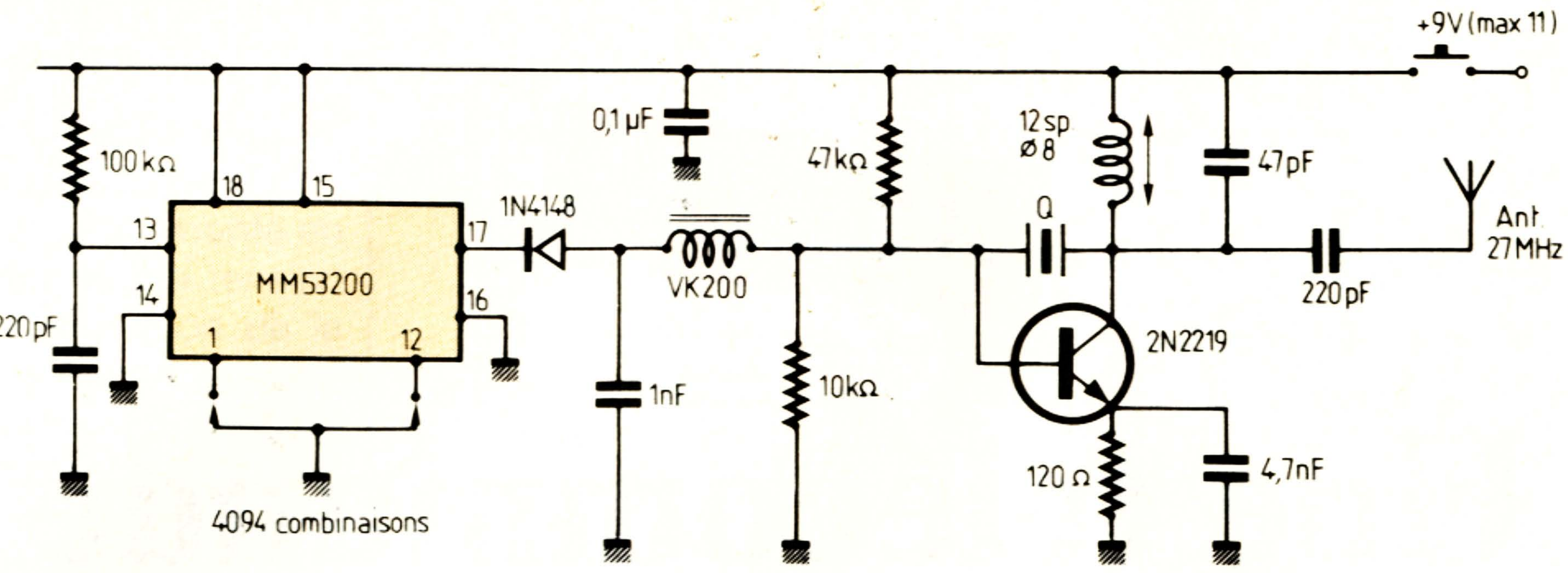


Fig. 2. – Schéma de principe de l'émetteur.

Principe du codage

Le circuit intégré MM 53200 de *National-Semiconductor* est à la fois un codeur et un décodeur : on peut sélectionner l'un ou l'autre de ces deux modes de fonctionnement par câblage externe de certaines broches.

Le circuit possède douze broches de « personnalisation », pouvant être mises à la masse ensemble ou séparément pour définir 4094 combinaisons distinctes.

Ces codes correspondent à autant de mots de 12 bits (plus un bit de départ), qui doivent transiter en série entre l'émetteur et le récepteur, le long d'un quelconque support de transmission. La **figure 1** décrit le format utilisé par le codeur, étant bien entendu que le décodeur ne réagira qu'à un signal respectant strictement ces normes. Mieux encore, la sortie du décodeur ne sera validée qu'au terme de la réception de quatre mots corrects. Ensuite, la sortie ne restera active (au niveau bas) que si des mots valides lui parviennent à raison d'au moins un toutes les 128 ms.

On comprend que la sécurité d'un tel codage peut être considérée comme voisine de la perfection : il est à peu près impossible qu'un signal parasite quelconque puisse arriver à déclencher le décodeur !

En environnement très parasité, le pire qui puisse arriver est qu'un ordre ne soit pas pris en compte mais, avec une cadence de répétition de 11,52 ms, le retard ainsi introduit sera à peine perceptible.

On notera que les durées indiquées sont valables pour une fréquence d'horloge de 100 kHz, obtenue avec les valeurs de composants prescrites.

En modifiant le réseau RC de l'oscillateur, il est facile de décaler peu ou prou cette fréquence, ce qui multiplie d'autant les variantes de codage puisque le strict respect du chronogramme est indispensable entre le codeur et le décodeur. Il n'est donc guère exagéré de parler d'une infinité de possibilités de personnalisation du codage.

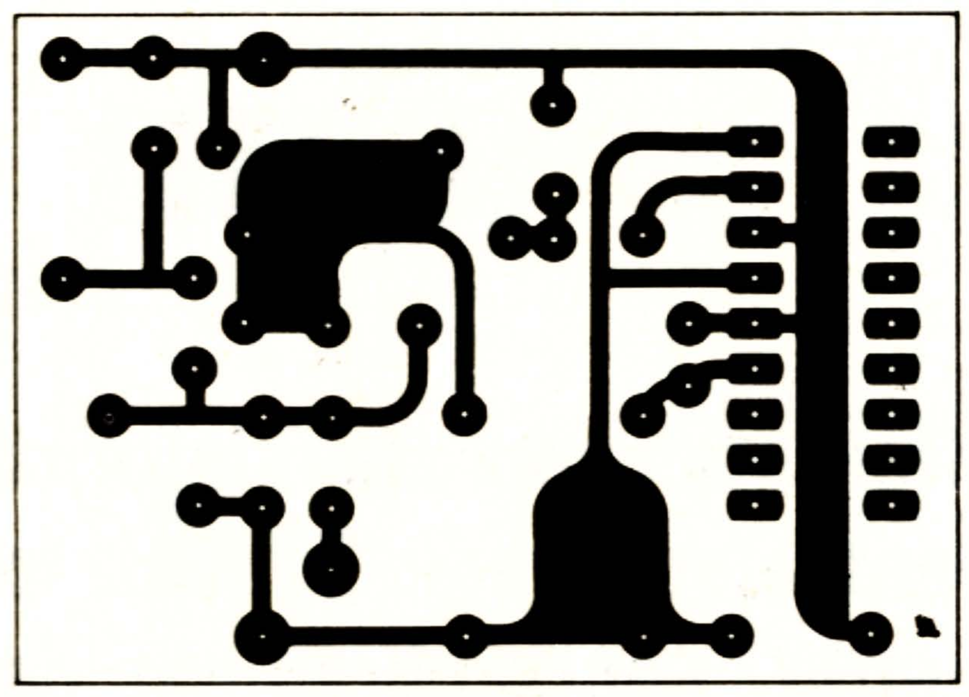


Fig. 3. – Circuit de l'émetteur...

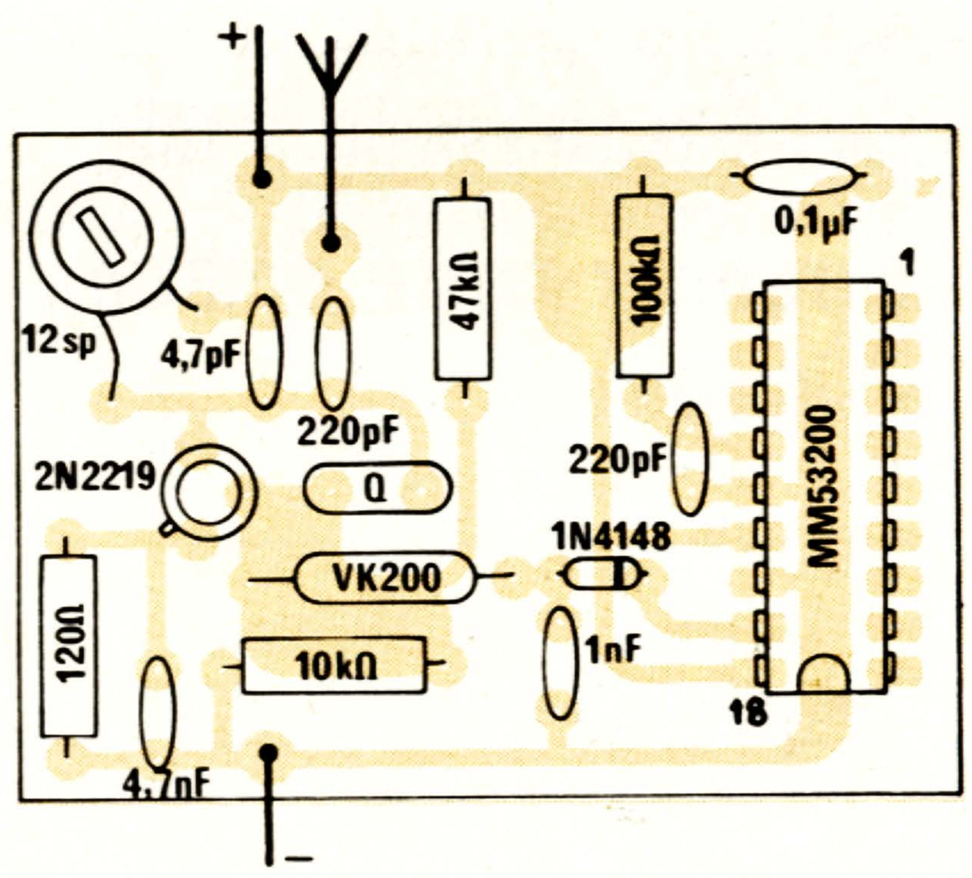


Fig. 4. – ... et implantation des composants. Les broches 1 à 12 sont à relier à la masse, selon la combinaison choisie (voir texte).

Adaptation à une voie radio 27 MHz

La fréquence de 27,125 MHz, autrefois très classique en matière de radiocommande, est de plus en plus délaissée à cause de son intense brouillage par toutes sortes de signaux plus ou moins incontrôlés. Grâce à l'efficacité des circuits de codage qui viennent d'être présentés, il est tout à fait possible de la remettre à l'honneur sans grand risque technique.

La figure 2 fournit le schéma d'un émetteur très simple, piloté par quartz, et dont l'onde entretenue pure est modulée par tout ou rien selon les trains de bits délivrés en série par le circuit codeur.

Les petites dimensions du circuit imprimé de la **figure 3,** que l'on câ-

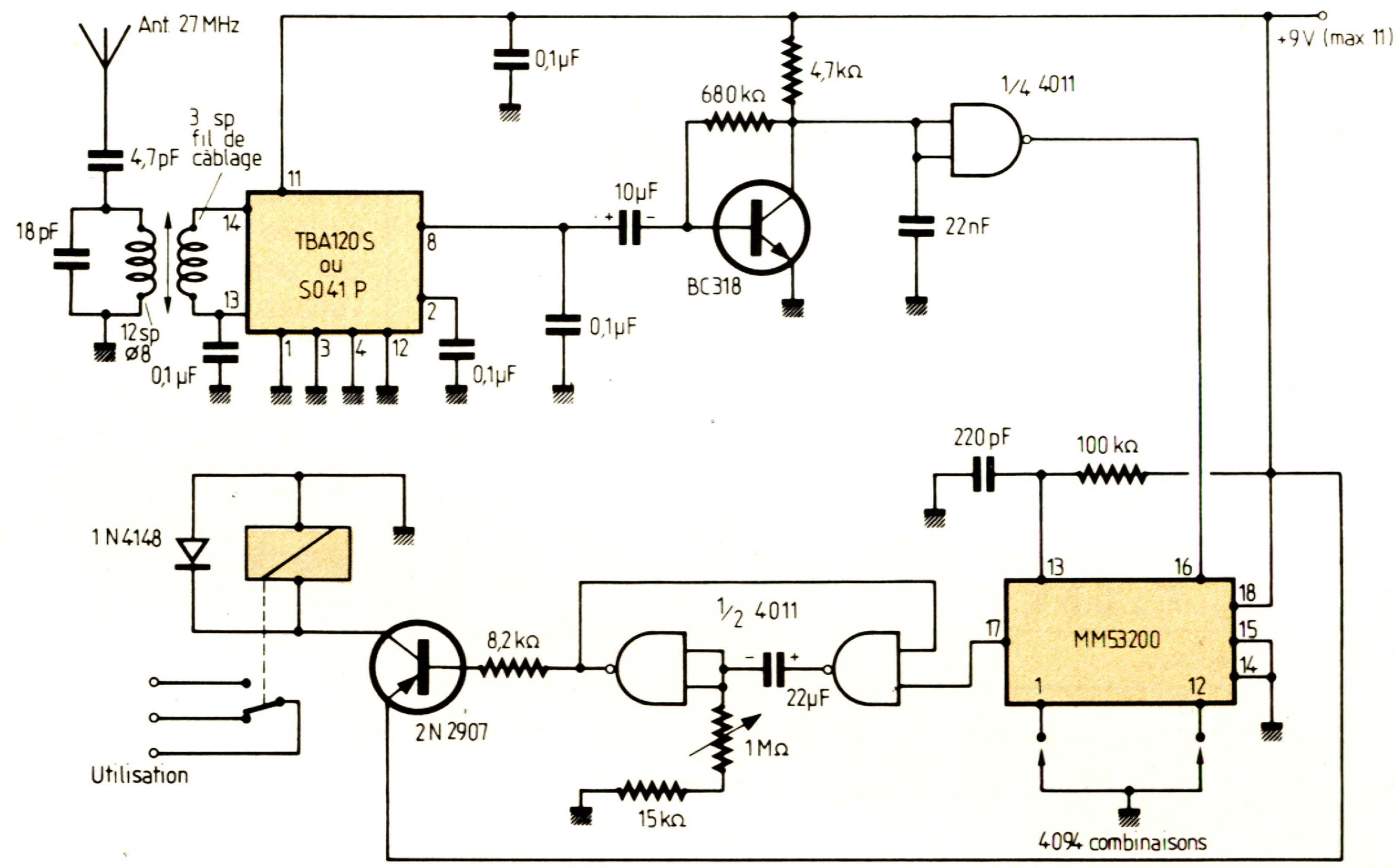


Fig. 5. – Schéma de principe du récepteur.

blera en accord avec la **figure 4**, permettent de prévoir l'utilisation d'un boîtier de poche. L'alimentation se fera au moyen d'une pile miniature de 9 V, puisque le MM 53200 n'accepte que 11 V au maximum.

Au point de vue antenne, un tout petit fouet télescopique semble être le meilleur choix possible.

Avant de fermer le boîtier, on ménagera entre un et onze points de soudure entre la masse et les broches 1 à 12, afin de fixer un code personnel. On notera que les deux combinaisons extrêmes sont interdites (toutes broches en l'air ou toutes broches à la masse), et qu'il n'y a pas lieu de prévoir de résistances entre les broches inutilisées et la ligne d'alimentation, car celles-ci sont incorporées dans le circuit intégré.

Le réglage de l'émetteur achevé est très simple : il se limite à ajuster le noyau du mandrin LIPA de 8 mm de façon à obtenir le maximum de ronflement sur un petit walkie-talkie jouet placé à proximité de l'émetteur *muni de son antenne.*

Côté récepteur, il a été plus délicat de définir un schéma approprié : pour des raisons de simplicité, il ne pouvait guère être question de recourir à la configuration superhétérodyne. Par ailleurs, le montage à super-réaction n'aurait donné que des résultats pitoyables sur une fréquence aussi encombrée. Restait donc la technique de l'amplification directe, assez bien adaptée à une réception à fréquence fixe, et qui est mise en œuvre, sur le schéma de la **figure 5**, grâce à un branchement bien inhabituel du très classique TBA 120 S (ou SO 41 P). En effet, si l'on omet les composants du démodulateur FM, il est possible d'utiliser seul l'amplificateur à très grand gain prévu pour 10,7 MHz, mais fonctionnant encore fort bien à 27 MHz. Dans ces conditions, on dispose sur la broche 8 d'un niveau continu variable en fonction de l'intensité du signal reçu. Il n'en faut pas plus pour extraire l'information de télécommande. Une sérieuse mise en forme permet d'attaquer convenablement le décodeur, qui pilote lui-même un monostable chargé de faire coller le relais de sortie pendant un temps prédéterminé. Le circuit imprimé de la **figure 6** témoigne de la compacité du montage, qui pourra être logé dans un boîtier de dimensions modestes, aux côtés d'une petite alimentation 9 V. Le choix de l'antenne n'est guère critique (télescopique ou simple fil rigide), mais devra être définitif une fois les réglages achevés. Ceux-ci consistent, après câblage complet selon le plan de la **figure 7**, à agir sur le noyau du mandrin LIPA de 8 mm, de façon à obtenir le collage du relais dès l'appui bref sur le poussoir de l'émetteur. Notons qu'il ne faut en aucun cas mener ces essais avec l'émetteur alimenté constamment, car le monostable ne pourrait ainsi se remettre à zéro, bloquant le récepteur pour des raisons de sécurité.

On pourra contrôler à l'oscilloscope la parfaite similitude des signaux présents sur la broche 16 du circuit décodeur, et sur la broche 17 du circuit codeur : toute dissemblance, même légère, empêcherait le récepteur d'exécuter l'ordre. C'est notamment le cas lorsque l'émetteur fonctionne trop près du récepteur (moins d'un mètre), par suite de la saturation des étages HF.

Lors du câblage, on soignera plus particulièrement la réalisation du bobinage, qui comporte un secondaire de trois spires de fil de câblage rigide, bobiné par-dessus le primaire accordé (douze spires de fil émaillé de 5/10), sans sens préférentiel. On veillera également à ne pas omettre le strap prévu dans le circuit d'alimentation.

Bien entendu, il est fondamental de recopier sur les broches 1 à 12 la même combinaison que celle effectuée au niveau de l'émetteur, faute de quoi aucun fonctionnement ne serait possible.

Conclusion

Cette mise en œuvre du récent MM 53200 n'est qu'un exemple des multiples possibilités de ce composant relativement bon marché, et re-

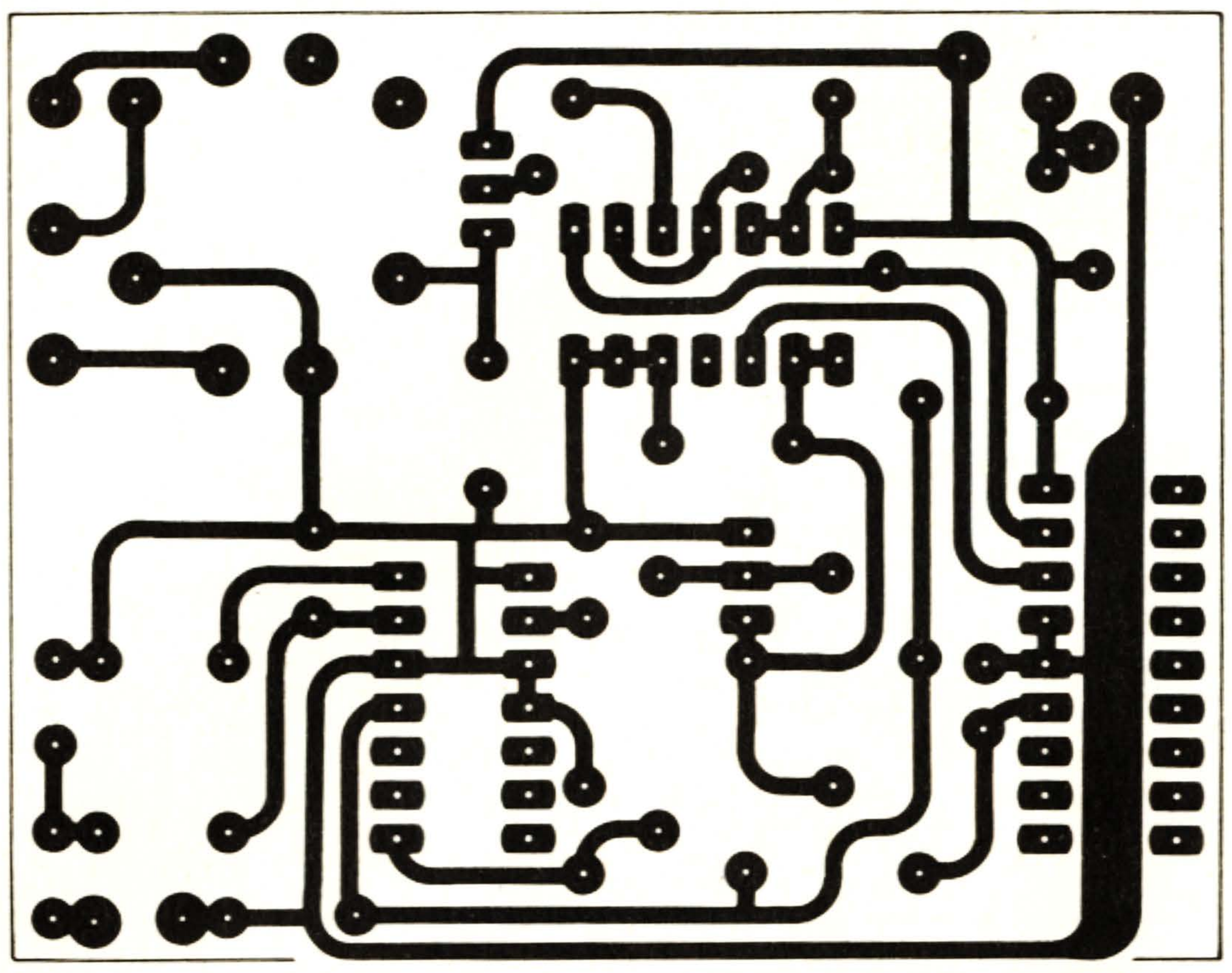


Fig. 6. – Circuit imprimé du récepteur...

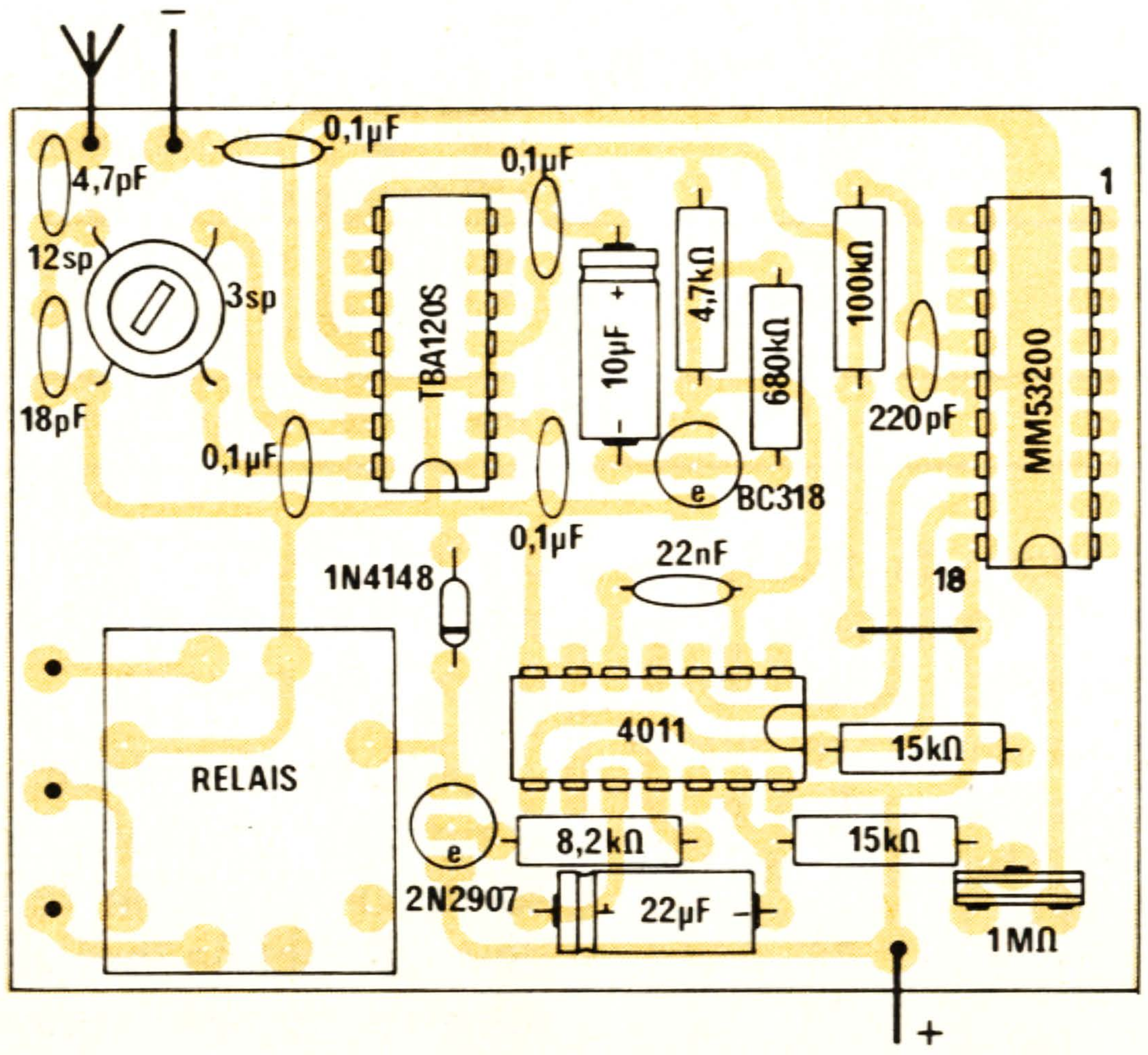


Fig. 7. – ... et implantation des composants. Le brochage du relais dépend du modèle choisi et peut différer de celui indiqué sur le dessin. La combinaison des broches 1-12 vers la mase doit être identique à celle de l'émetteur.

marquablement simple à utiliser. La solution « radio » pourrait être remplacée par une liaison utilisant les infrarouges, les ultrasons, ou une ligne téléphonique, puisque le signal délivré par le codeur *ne comporte pas de porteuse*. L'utilisateur conserve une entière liberté de choix à ce niveau, ce qui permet les applications les plus variées. Selon la fréquence de la porteuse choisie, il est facile de ralentir, le cas échéant, l'horloge des circuits logiques et ainsi de se limiter strictement au spectre BF.

Ce fait, associé à de grandes possibilités de personnalisation du code, ouvre la porte à toute une gamme d'usages, depuis les appels sélectifs pour radiotéléphonie jusqu'aux systèmes de télécommande et d'alarme par le réseau téléphonique commuté, sans oublier la possibilité de faire transiter toutes sortes d'ordres à vocation domestique ou industrielle sur les fils d'une installation électrique ; nous en reparlerons fort probablement !

P. Gueulle

Une solution moderne pour une application classique.

Réalisation

Circuits de commande de moteurs pas-à-pas pour projecteur de diapositives

La commande des projecteurs de diapositives est un problème très classique, mais qui continue d'intéresser bon nombre de passionnés de la photographie. Voici, à leur intention, un montage résolument moderne, qui emploie le moteur pas-à-pas, associé à un circuit de commande original.

But du montage

Dans cet article, l'auteur se propose de commander le passage de vues dans un projecteur de diapositives en relief. Avant d'aller plus loin, il faut parler du principe de la projection en relief. Il existe deux procédés dont un a été utilisé récemment dans une émission télévisée : deux images décalées, l'une en rouge, l'autre en vert, que l'on regarde avec des lunettes dont un verre est rouge et l'autre vert. Le résultat est une image en noir et blanc avec impression de profondeur.

Le deuxième procédé est, lui, en couleurs, et est utilisé dans les stéréoscopes à cartes. Là aussi on utilise des lunettes mais avec des verres polarisants. Il faut signaler au passage, et c'est le problème à résoudre, que l'œil peut tolérer des écarts de superposition des vues dans le sens horizontal, mais absolument pas dans le sens vertical. Il faut donc que les deux vues se présentent d'une manière rigoureusement parallèle dans le sens horizontal (**fig. 1**).

Les premiers essais ont été réalisés à l'aide de deux projecteurs montés sur le même socle et passant des vues sous cache. Malheureusement, la précision n'était pas assez grande et le projet a été abandonné au profit d'un projecteur unique muni de deux objectifs. Mais, là aussi, du fait que les deux diapos étaient sous cache, on observait un décalage vertical dû au défaut de montage dans les caches.

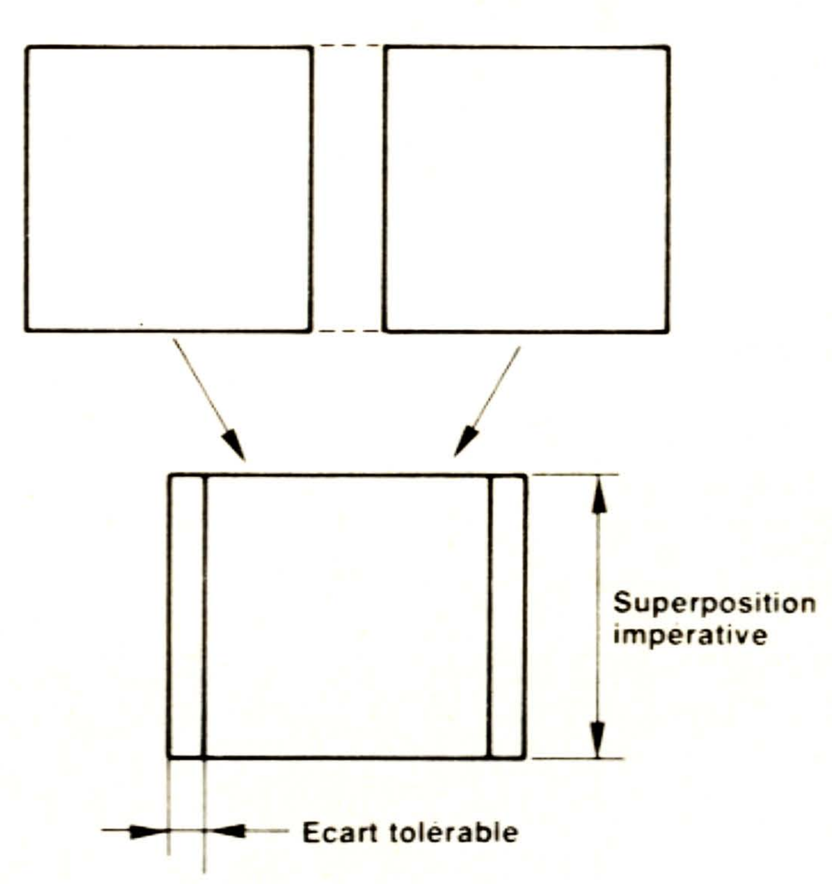


Fig. 1.

Après de nombreuses études, nous avons décidé d'utiliser un film de grand format sur lequel nous prenons les deux vues à la fois. Dans ce cas, la superposition est absolument garantie à la projection. L'inconvénient du système est que l'on ne peut pas séparer les vues et qu'il faut donc utiliser un projecteur à déroulement continu du film comme au cinéma (**fig. 2**).

Après ce bref exposé sur la photo en relief, nous pouvons aborder l'étude du principe de passage des vues.

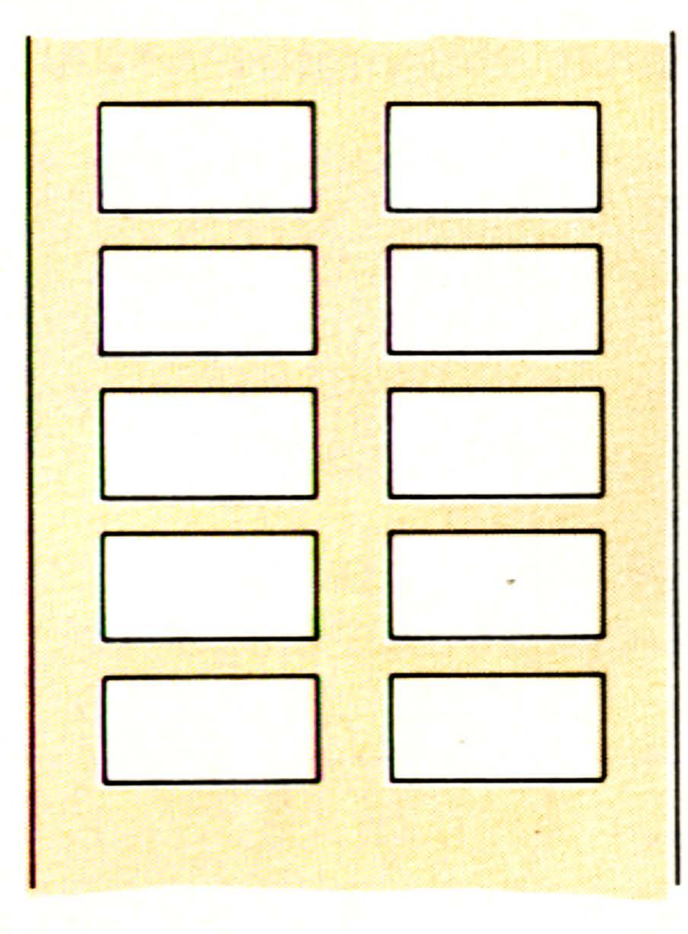


Fig. 2

Utilisation du moteur pas-à-pas

Sur la **figure 2**, nous voyons la disposition du film et nous constatons qu'à chaque passage d'un ensemble

d'images à l'autre il faut nécessairement que l'arrêt se fasse exactement en face de la fenêtre de projection.

Comme le film est entraîné par un cylindre calculé de manière que sa circonférence comprenne quatre images y compris les intervalles, il faut donc que le cylindre fasse un quart de tour à chaque passage.

Nous aurions pu utiliser un système de roue à rochet, mais il faut bien convenir que ce système est un peu périmé. Quant au moteur classique, le problème est son inertie au moment de l'arrêt. Nous nous sommes donc orientés vers le moteur pas-à-pas, dont les principaux avantages sont :

– couple relativement puissant,

– absence totale d'inertie,

– rotation rigoureusement proportionnelle au nombre d'impulsions de l'horloge.

Nous avons choisi chez *R.T.C.* un moteur de 48 pas par tour (référencé ID33004). Ce moteur est directement utilisable avec le circuit intégré SAA 1027 de la même firme.

Le SAA 1027 et son utilisation

Le circuit intégré SAA 1027 assure une commande directe simple et fiable des moteurs pas-à-pas unipolaires quatre phases, sans étages de puissance ni réseau de compensation, ceci à partir d'une alimentation de modeste puissance :

– tension d'alimentation : 12 V,

– courant de charge par étage : 350 mA.

Ce circuit comprend une partie entrée, une partie logique et une partie puissance.

● **Entrée :** Cette partie se compose de trois étages : un étage recevant et mettant en forme les impulsions de commande, un étage permettant de définir, par simple application d'un niveau logique, le sens de rotation, et un étage de positionnement du compteur avant toute application d'impulsions.

● **Logique :** Elle consiste en un compteur en anneau piloté par les impulsions d'entrée et commutant les étages de sortie.

● **Puissance :** Cette partie est composée de quatre étages pouvant délivrer chacun 350 mA. La protection de ces amplis est assurée par des diodes intégrées déconnectables.

Le déclenchement se produit sur les fronts positifs des impulsions d'entrée.

Le sens de rotation est déterminé par un niveau logique sur l'entrée R : sens horaire « 0 », sens antihoraire « 1 ».

La remise à zéro ou arrêt se fait sur l'entrée S.

Un niveau « 0 » bloque le moteur dans la position où il se trouve pendant sa rotation.

Un niveau « 1 » permet une rotation ininterrompue.

A noter que, pour accroître les possibilités du circuit, il est toujours possible de placer des transistors de puissance sur les sorties.

Si le circuit et le moteur sont connectés à la même alimentation, il est nécessaire d'effectuer le branchement indiqué dans les **figures 3 et 4**, afin de protéger la partie logique des parasites pouvant être engendrés par la commutation des bobinages du moteur. Les composants R et C doivent être situés le plus près possible du circuit intégré.

Diminution de la dissipation du circuit intégré

Les quatre diodes intégrées prévues pour la dissipation de l'énergie emmagasinée dans les bobinages du moteur à leur coupure sont parfois insuffisantes.

Dans le cas d'un échauffement excessif du boîtier du CI, il est donc recommandé de déconnecter les quatre diodes intégrées (borne 13) et de brancher aux bornes du moteur quatre diodes discrètes comme sur le schéma. Le **tableau 1** permet la détermination de la résistance Rb (base des transistors de puissance).

Type de moteur	Valeur de R_b
ID04	270 Ω – 0,33 W
ID06	180 Ω – 0,67 W
ID07	330 Ω – 0,33 W
ID27-ID28	150 Ω – 1,15 W
ID31-ID31E	180 Ω – 0,67 W
ID32	270 Ω – 0,33 W
ID33-ID34	150 Ω – 0,67 W
ID35-ID36	180 Ω – 0,67 W

Tableau 1

Le circuit de commande du moteur (fig. 5)

Une horloge est constituée de deux NAND (4011) et envoie ses impulsions sur une chaîne de compteurs (4017). On dispose ainsi d'un nombre d'impulsions variant de 0 à 99. Suivant le nombre de pas de moteur dont on a besoin, on connecte les sorties du compteur correspondantes (exemple donné sur le schéma : 48) aux deux entrées d'une porte NAND. La

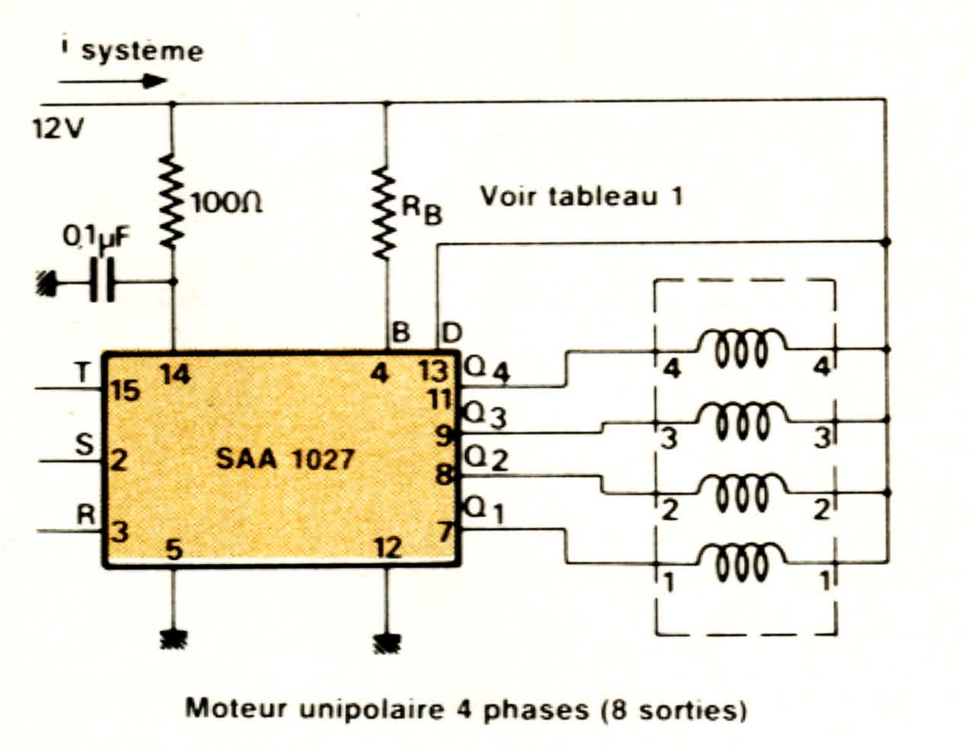


Fig. 3.

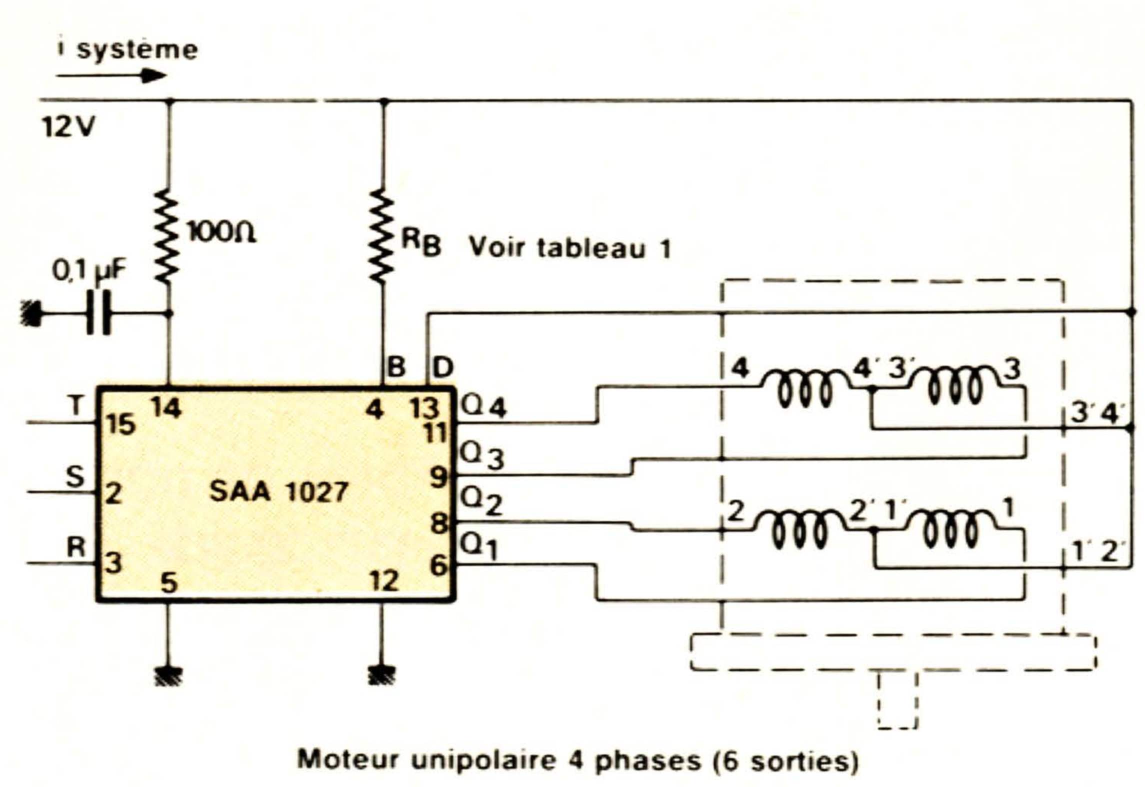


Fig. 4.

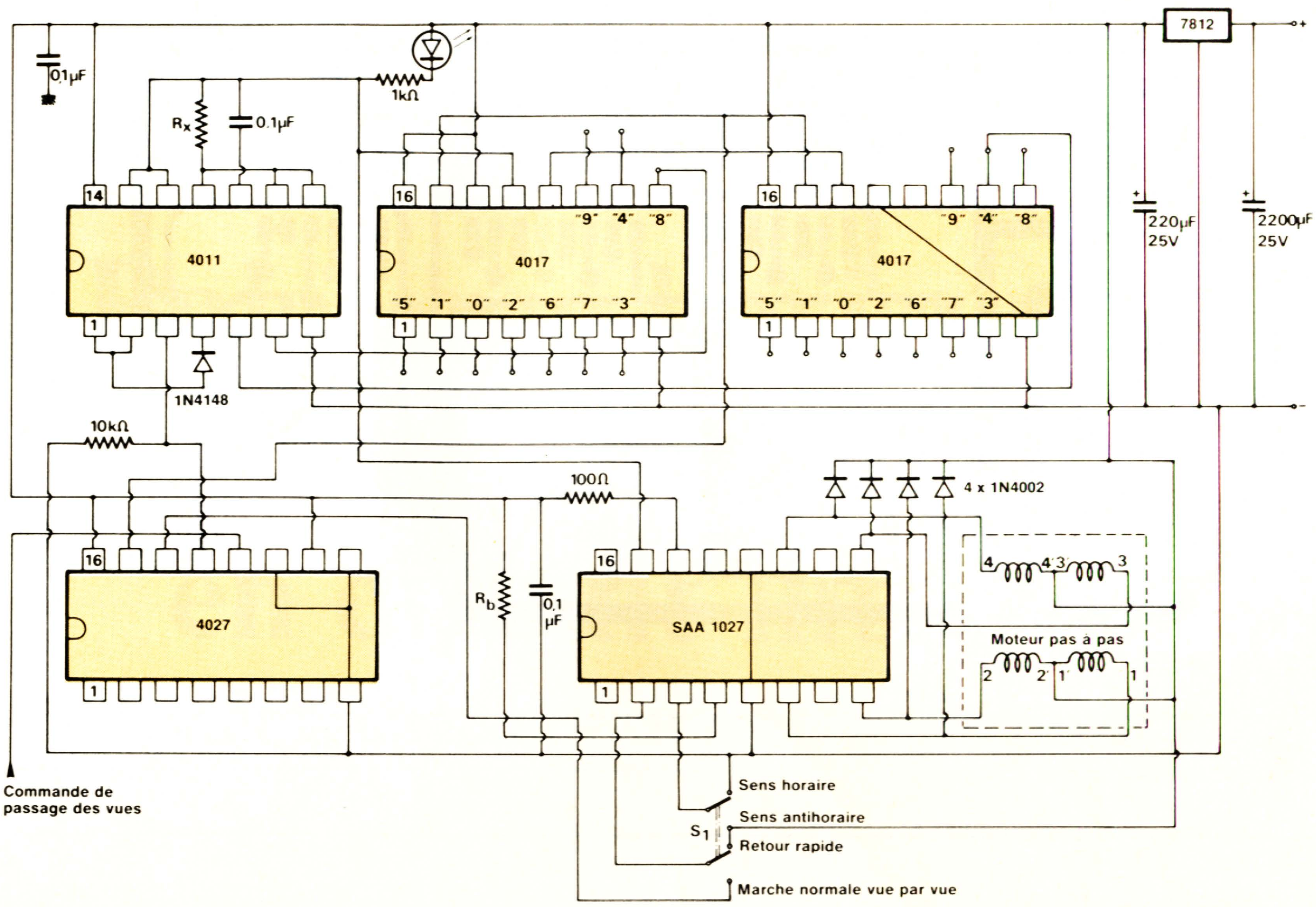


Fig. 5.

sortie de cette porte n'est donc validée que sur l'apparition de deux niveaux logiques « 1 » sur ses entrées.

L'impulsion ainsi disponible fait basculer le JK (4027) qui, par sa sortie Q, remet à zéro les compteurs et par sa sortie $\overline{Q}$ bloque le moteur dans la position désirée.

Pour redémarrer et avancer une image, il suffit d'envoyer une impulsion positive sur l'entrée d'horloge du 4027, ce qui a pour effet de bloquer les compteurs et d'inhiber l'entrée S du SAA 1027 jusqu'au 48e pas suivant.

A noter un inverseur de retour rapide, qui inhibe l'entrée S du SAA 1027 et inverse son sens de rotation.

L'alimentation, classique, est en 12 V. Une diode LED disposée sur l'horloge du 4027 permet de s'assurer du bon fonctionnement de celle-ci. Elle est facultative et non indispensable.

Nota : Dans le cas d'un nombre de pas relativement faible (par exemple 12) et d'une fréquence d'horloge assez élevée, il faut que l'impulsion de commande du 4027 soit très courte car on risque de dépasser le comptage, et le moteur fait une rotation de (99 + 12) pas.

La commande du CD 4027

Après différents essais, nous nous sommes arrêtés sur un système d'information par bande perforée. En effet, comme notre projecteur est aussi sonore, nous avons adjoint au film une bande de film vierge 16 mm sur lequel nous avons fait coucher deux pistes magnétiques pour le son. Et nous profitons de l'espace médian pour y faire des petits trous qui passeront devant un dispositif photoélectrique.

Ce dispositif déclenchera donc le passage des vues mais aussi un système électronique de fondu enchaîné (par l'extinction et l'allumage progressif des lampes de projection.)

Notre but, ici, n'étant pas de décrire un système complet de projecteur, nous avons proposé un mode de commande de moteur pas-à-pas qui pourra trouver son utilité dans bien

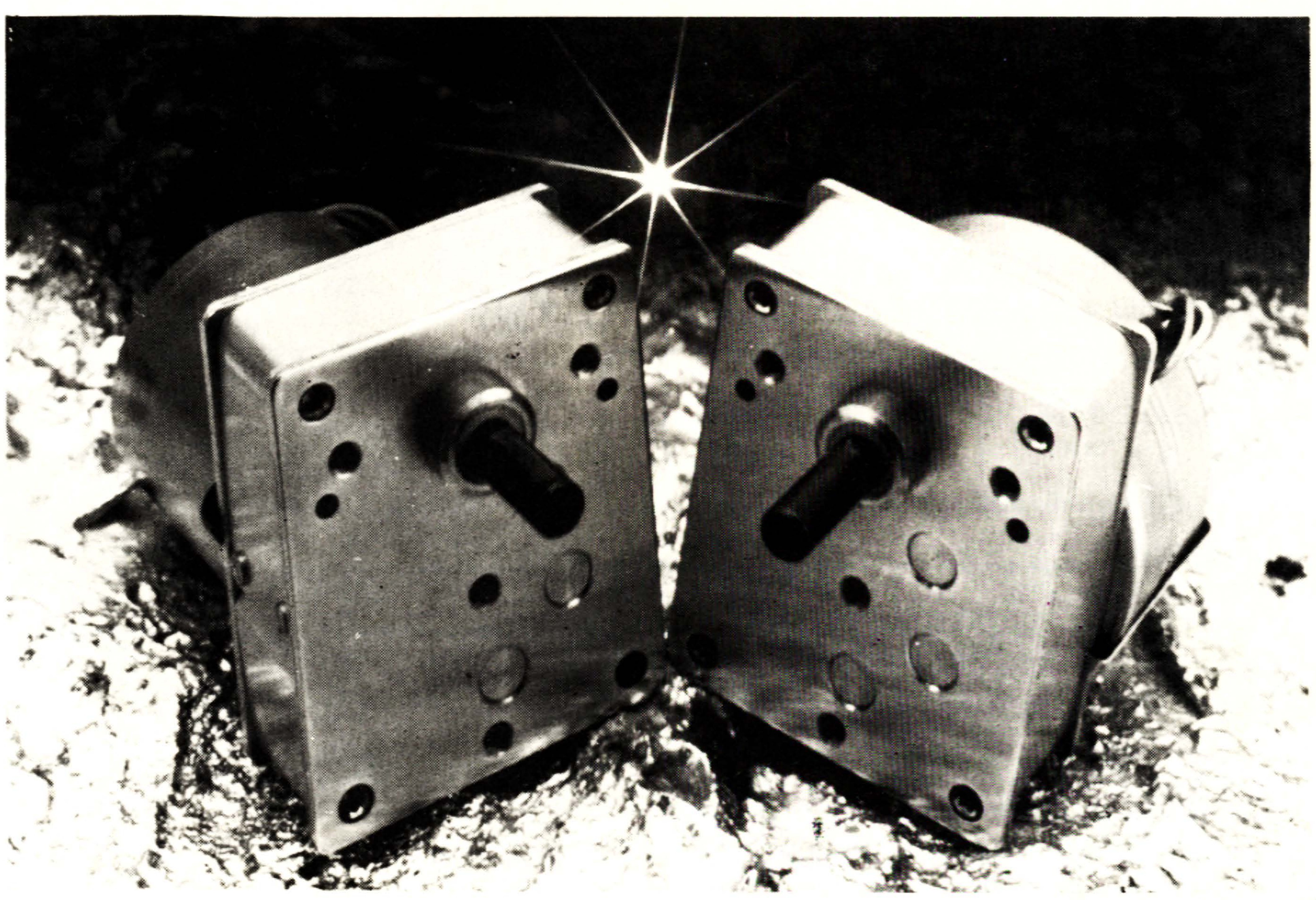


Photo 1. – Exemple de réducteur que l'on peut associer aux moteurs pas-à-pas (doc. RTC).

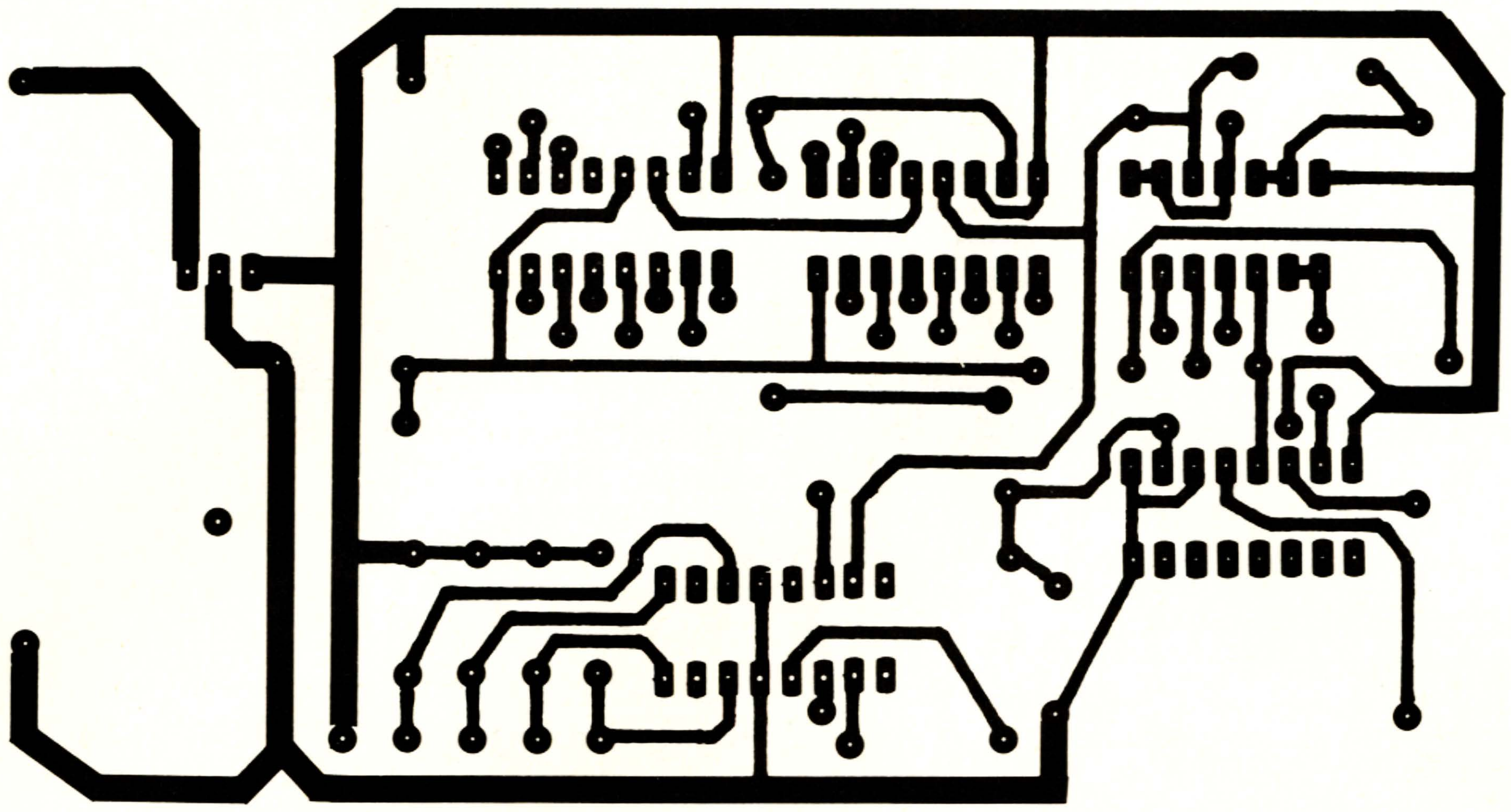


Fig. 6.

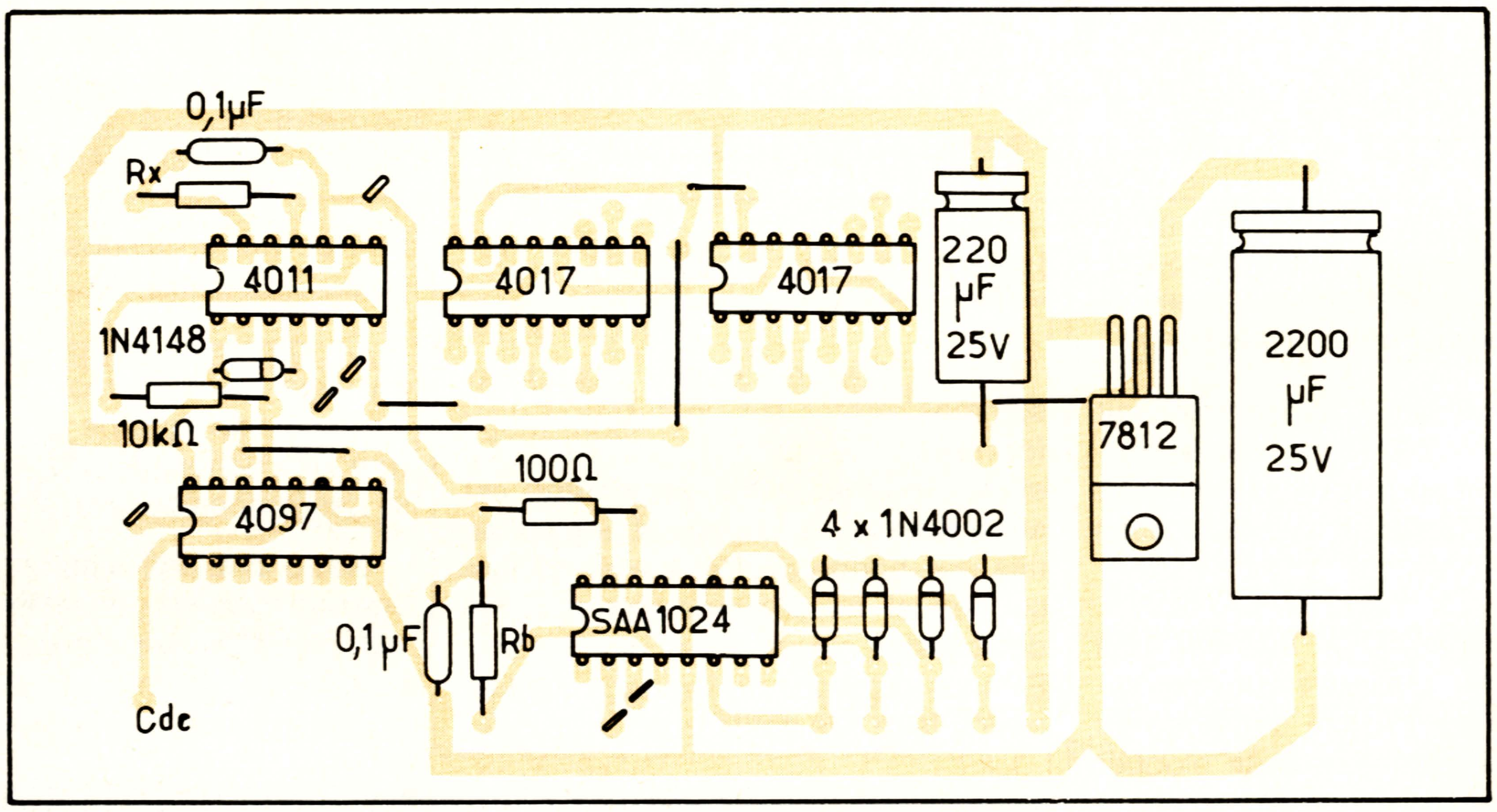


Fig. 7.

d'autres applications. Nous pensons en particulier à :

– un système de capteur solaire,

– un système de poursuite pour télescope,

– un système d'orientation d'antenne radioamateur.

D'autres applications peuvent être envisagées en radiocommande, par exemple (treuil de voile, barre de gouvernail, etc.).

La **figure 6** donne le circuit imprimé du montage à l'échelle 1, la **figure 7** reproduit le plan d'implantation des composants.

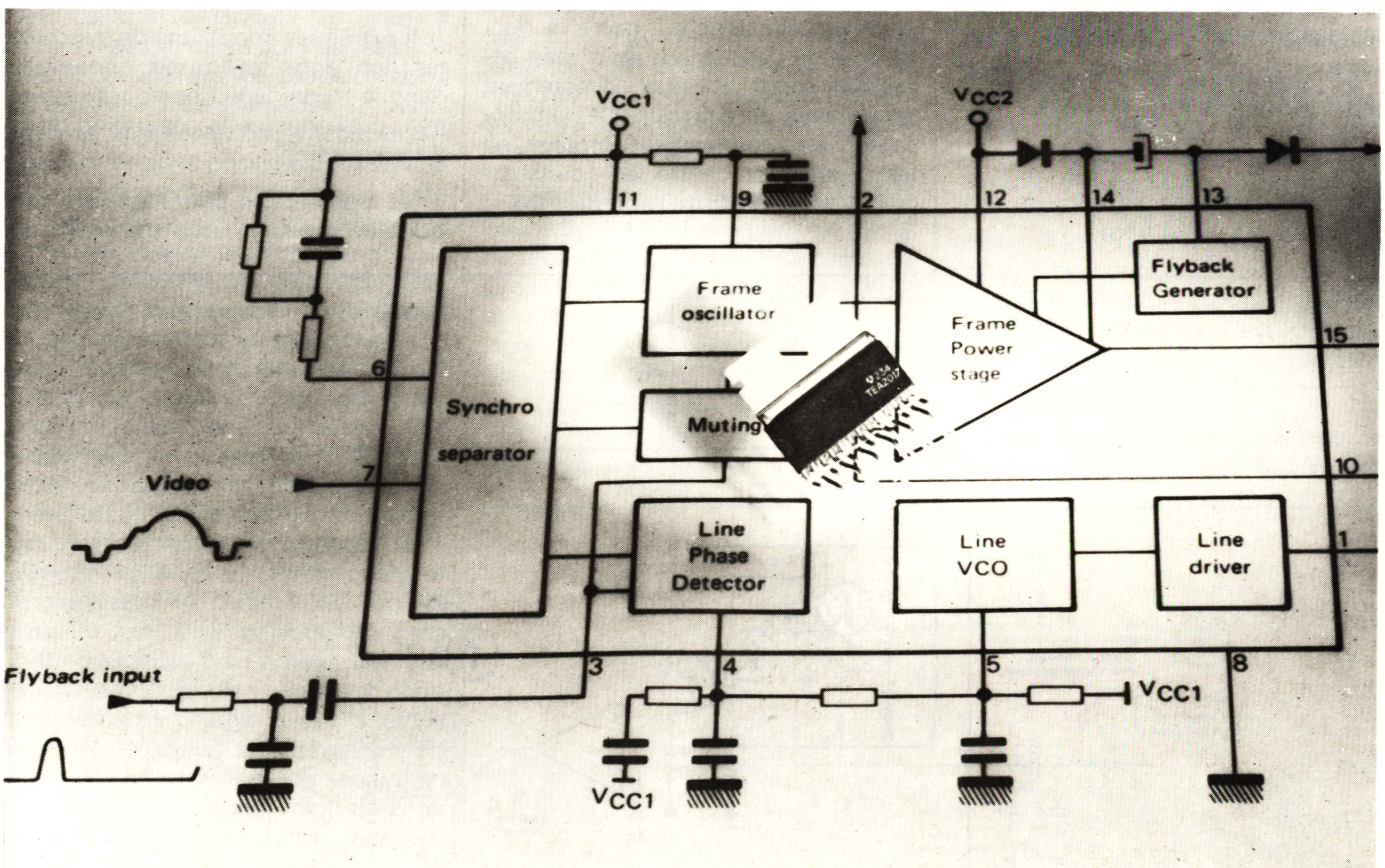
B. Pautal

Applications

Balayage horizontal et vertical en circuit intégré

pour téléviseurs ou moniteurs vidéo

Le monde des circuits intégrés linéaires s'enrichit sans cesse de nouveaux modèles. Les applications de type visualisation – téléviseurs, terminaux... – bénéficient particulièrement des nouveaux progrès technologiques. Nous présentons ce mois-ci à nos lecteurs une « vue d'ensemble » d'un récent circuit de ce type : le TEA 2017. Son originalité a de quoi séduire...



Le TEA 2017 : un niveau d'intégration exceptionnel.

Description générale

Développé et fabriqué par Thomson-Efcis, ce circuit permet de réaliser avec un seul boîtier la synchronisation et les balayages horizontal et vertical d'un téléviseur monochrome ou d'un terminal de visualisation. Il nécessite peu de composants externes.

A partir d'un signal de vidéo composite, toutes les fonctions nécessaires au balayage ligne et trame sont assumées ; soit :

– synchronisation ligne et trame,

– attaque directe du déviateur trame (courant de sortie jusqu'à ± 1,5 A),

– commande directe du Darlington ligne,

– signal de muting pour inhiber la partie audio du téléviseur en l'absence de vidéo,

– générateur de retour trame,

– protection thermique et contre les courts-circuits de l'amplificateur de balayage trame.

Donc, simplicité de mise en œuvre, efficacité et sécurité sont les principales caractéristiques de ce circuit.

Il se présente en boîtier CB501, 15 passages, compact et assurant une excellente dissipation thermique.

Le diagramme de la **figure 1** détaille l'architecture de ce circuit.

Celui-ci comprend en effet :

– un séparateur de signaux de synchronisation ligne et trame,

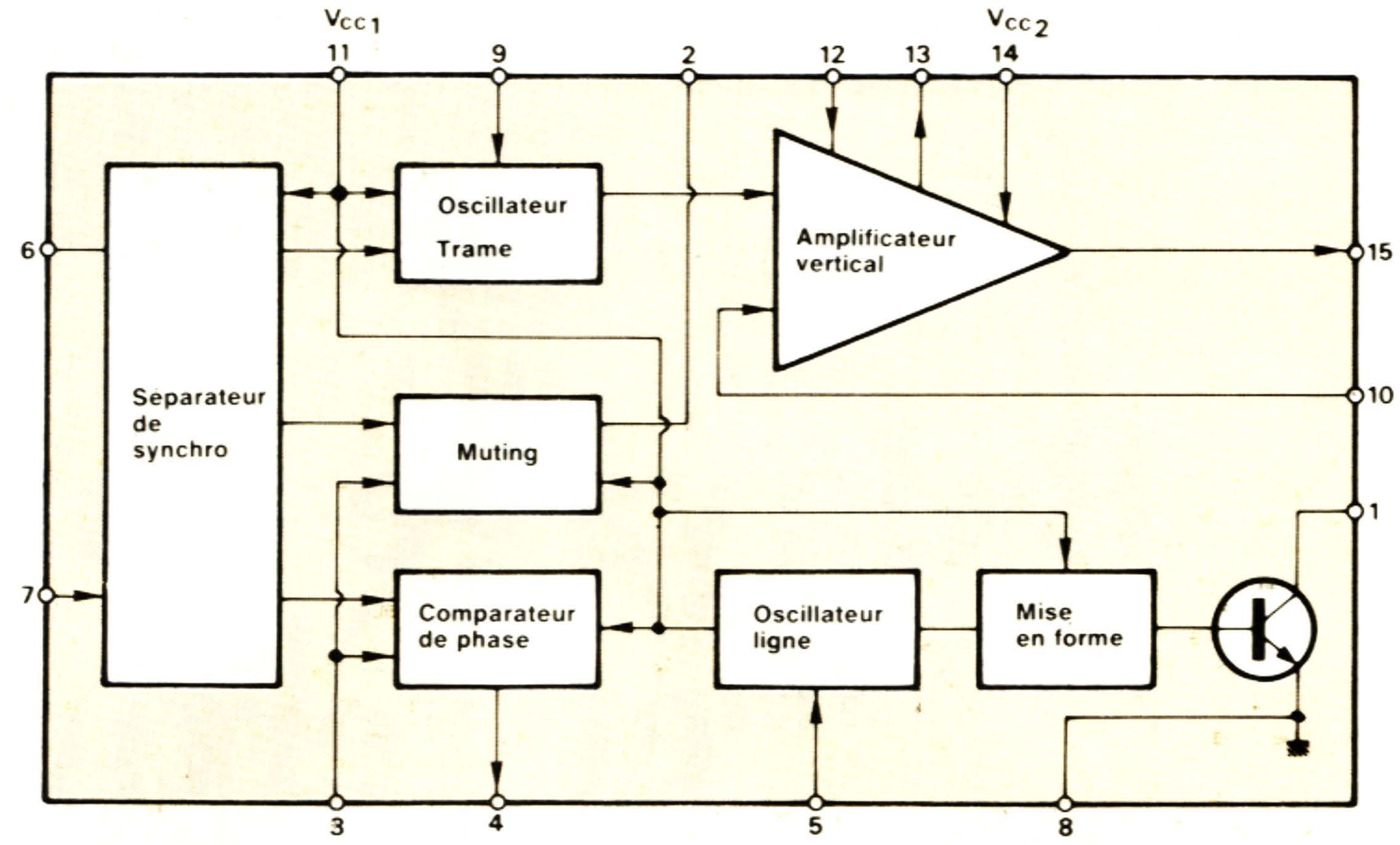


Fig. 1.

– un oscillateur ligne,

– un circuit de mise en forme, qui, à partir de la dent de scie à fréquence ligne, fournit les impulsions pour l'attaque du Darlington de ligne par l'intermédiaire d'un transistor de puissance intégré monté en collecteur ouvert,

– un comparateur de phase entre la surtension du retour ligne et le top de synchronisation ligne issu du séparateur,

– un oscillateur trame synchronisé sans composant extérieur,

– un amplificateur qui porte la dent de scie de l'oscillateur au niveau nécessaire pour attaquer directement les bobines de déflexion. Cet amplificateur est parfaitement protégé en température et contre les courts-circuits : courant de sortie max. : ± 1,5 A,

– un générateur de retour trame qui, lorsqu'il est utilisé, permet de doubler la tension d'alimentation de l'amplificateur (V_{CC2}) pendant le temps du retour trame,

– un circuit de muting, lequel, en l'absence de vidéo, délivre des impulsions qui, une fois filtrées, peuvent être utilisées pour inhiber l'étage audio du téléviseur.

Fonctionnement

Séparateur de synchronisation (fig. 2)

Il extrait les impulsions de synchronisation ligne et trame contenues dans le signal vidéo composite d'entrée, puis effectue la séparation de la synchro-trame.

Le signal vidéo composite en modulation positive est transmis au

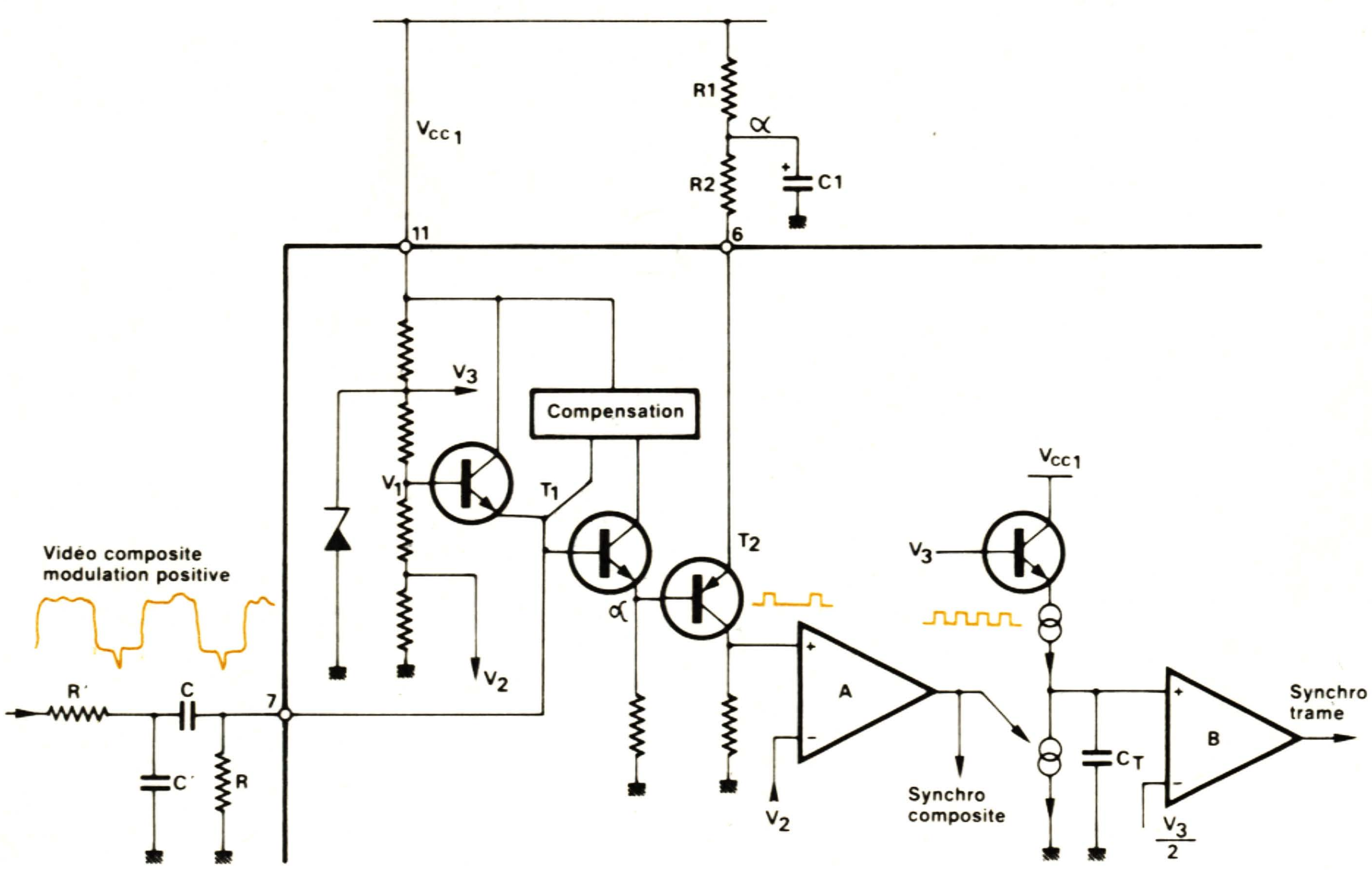


Fig. 2.

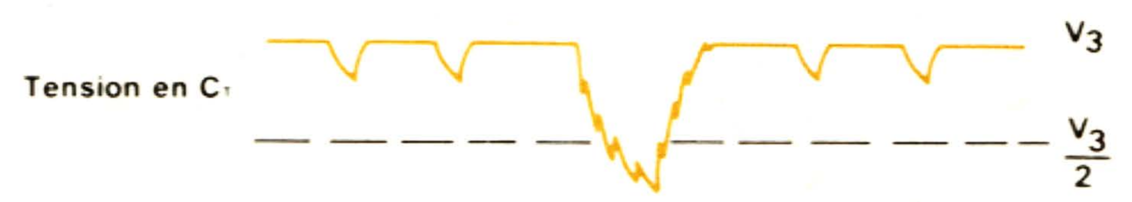


Fig. 3.

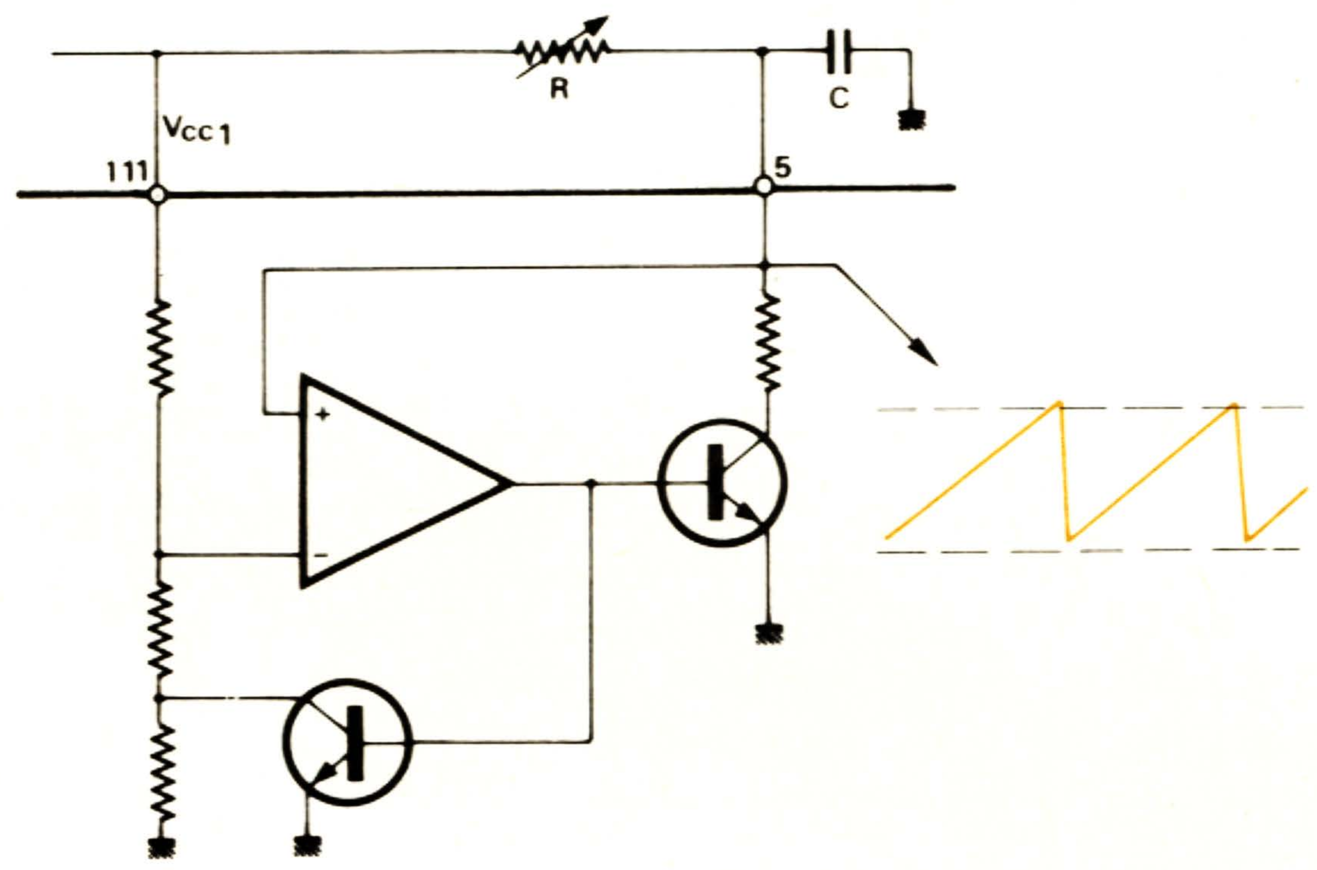


Fig. 4.

point 7 du circuit par l'intermédiaire de la capacité C. Cette capacité, avec le transistor intégré T_1, réalise l'alignement du fond des impulsions de synchro au niveau de la tension (V_1 - V_{BE}). Cette tension est fixée à 3,8 V (pour V_{CC1} = 12 V) par un pont de résistances compensé en température ; V_1 est rendue indépendante de V_{CC1} par l'utilisation d'une Zener qui agit pour $V_{CC1} > 12$ V. A noter que toutes les tensions de référence utilisées dans le séparateur de synchro sont issues du même pont de résistances, d'où une grande précision dans la séparation. Le transistor T_2 transmet les impulsions de synchro inversées (impulsions positives). A la sortie du comparateur A, on dispose donc du signal de synchro-composite (ligne + trame) sous forme d'impulsions positives. Le niveau de séparation peut être ajusté précisément par le réseau extérieur connecté au point 6 du circuit. La valeur de la résistance R_1 est grande par rapport à la résistance R_2. Ainsi la tension en α s'établit à une valeur très peu supérieure à 3,8 V et reste pratiquement constante. En effet, lorsqu'une impulsion de synchro apparaît sur l'entrée 7, la tension en β devient inférieure à la tension en α et le transistor T_2 conduit ; le top de synchro est ainsi détecté et, dans cette opération, il se produit une très légère décharge de C_1 qui est compensée par la charge durant le temps aller de la ligne ; le rapport R_1/R_2 élevé assure un niveau de séparation très près du fond des impulsions de synchro. Ceci assure une indépendance de la séparation vis-à-vis de l'amplitude du signal d'entrée qui peut être faible et une protection supplémentaire par rapport au bruit.

La résistance extérieure R est utile pour décharger la capacité C ; sa valeur est de l'ordre de 1 MΩ.

Sur la **figure 2**, le signal d'entrée vidéo passe par un filtre passe-bas R'C' avant d'être transmis au circuit par C. Il s'agit d'un filtre « anti-bruit » utile dans une application télévision et qui doit éliminer les parasites haute fréquence pouvant être confondus avec des impulsions de synchronisation. Dans le cas d'une vidéo en modulation négative ou de tops de synchro positifs issus de la logique d'un terminal, il est possible d'utiliser ce circuit en entrant le signal directement par la broche 6.

Les impulsions de synchronisation issues de A sont transmises au circuit de séparation de la synchro-trame. Ce circuit possède un condensateur C_T qui est constitué par une capacité intégrée de 30 pF environ ; il ne nécessite donc aucun composant extérieur. Le condensateur C_T se charge à V_3, niveau indépendant de V_{CC1}, et est déchargé par chaque impulsion de synchronisation. Les impulsions de synchro-trame étant nettement plus larges, elles provoquent une décharge plus importante qui est détectée par le comparateur B dont le seuil est $V_3/2$ (fig. 3).

En sortie de B, on dispose donc des seules impulsions de synchro-trame.

Oscillateur ligne (fig. 4)

L'oscillateur est du type « charge et décharge de condensateur » ; il n'est pas nécessaire d'avoir une dent de scie parfaitement linéaire.

Circuit de sortie ligne (fig. 5)

Par comparaison de la dent de scie ligne avec une tension de référence, dépendant de V_{CC1} comme les seuils de l'oscillateur, on obtient un signal rectangulaire de largeur constante qui sert à piloter le transistor de sortie à collecteur ouvert.

A la sortie 1 du circuit, on obtient un signal qui permet l'attaque directe du Darlington de balayage ligne, avec un temps de blocage de 22 μs dans le cas d'un balayage à 15 625 Hz. Le circuit extérieur nécessaire est représenté également sur la **figure 5.** Le courant positif de saturation du Darlington est limité par les résistances R_1, R et R_2 ; aux bornes de R apparaît une tension qui charge le condensateur C. Lors de la saturation du transistor de sortie T, C se décharge rapidement, assurant un blocage rapide du Darlington ; le courant dans T, limité par R_2-T, peut admettre des pointes de courant de 500 mA. Ensuite, T reste saturé pendant la durée de 22 μs et son courant est limité par R_1 ; en continu, T peut admettre 180 mA.

Il est important de noter que le fonctionnement de l'ensemble oscilla-

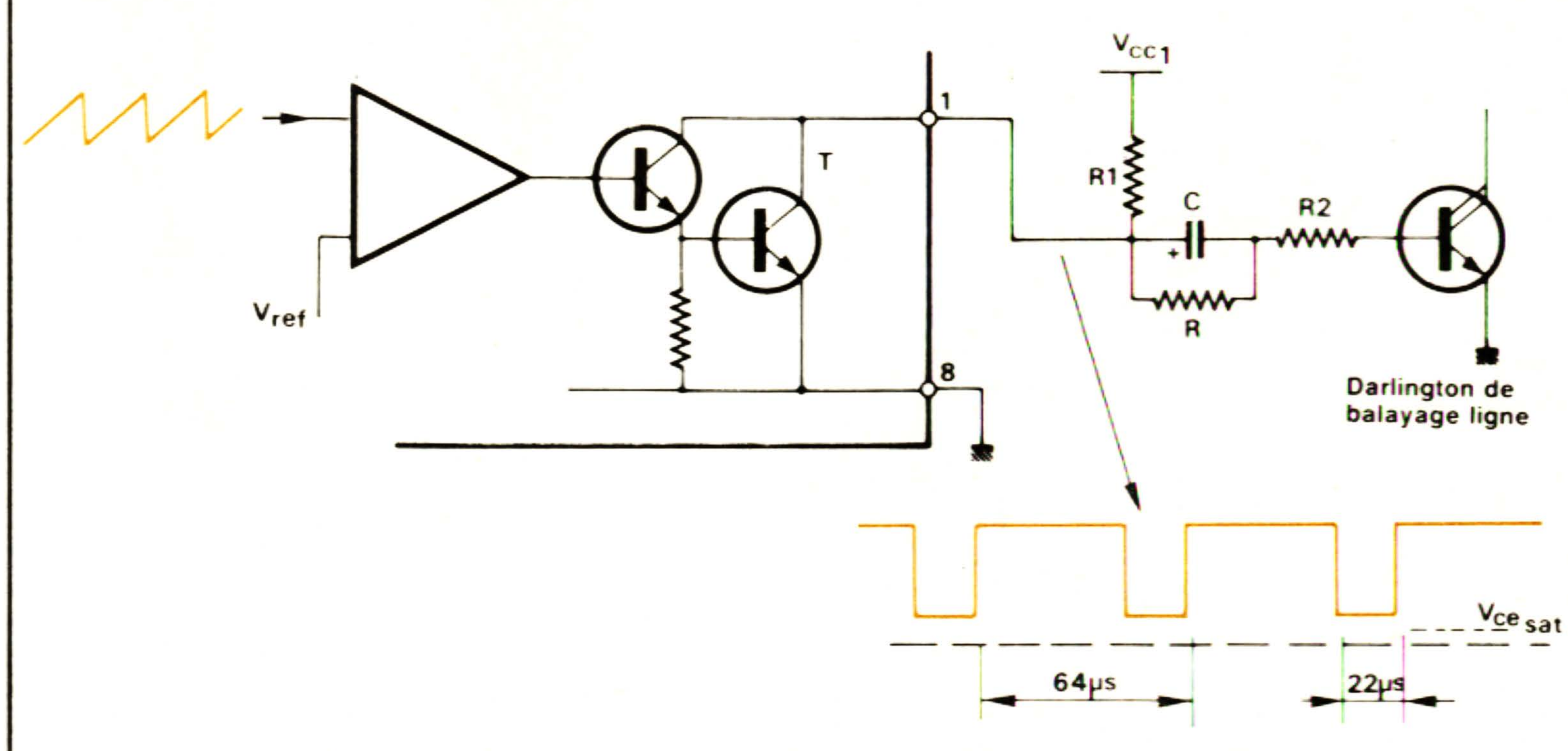


Fig. 5.

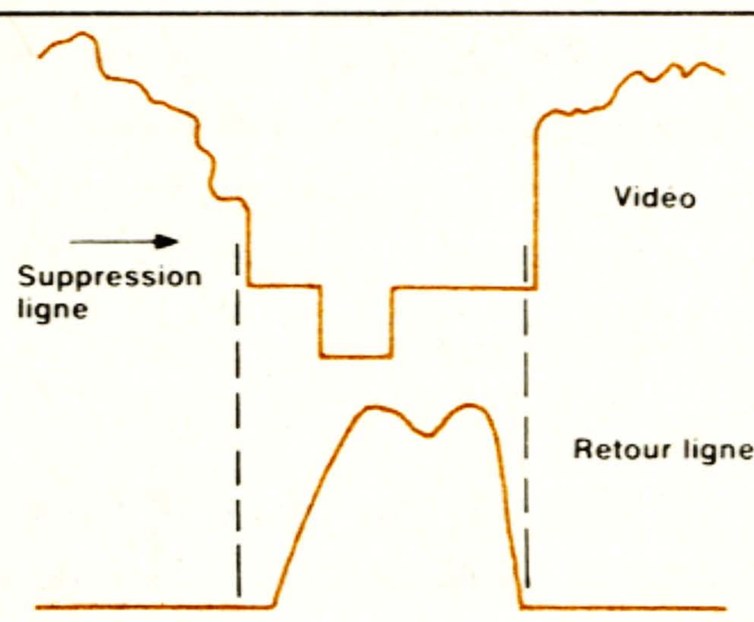


Fig. 6.

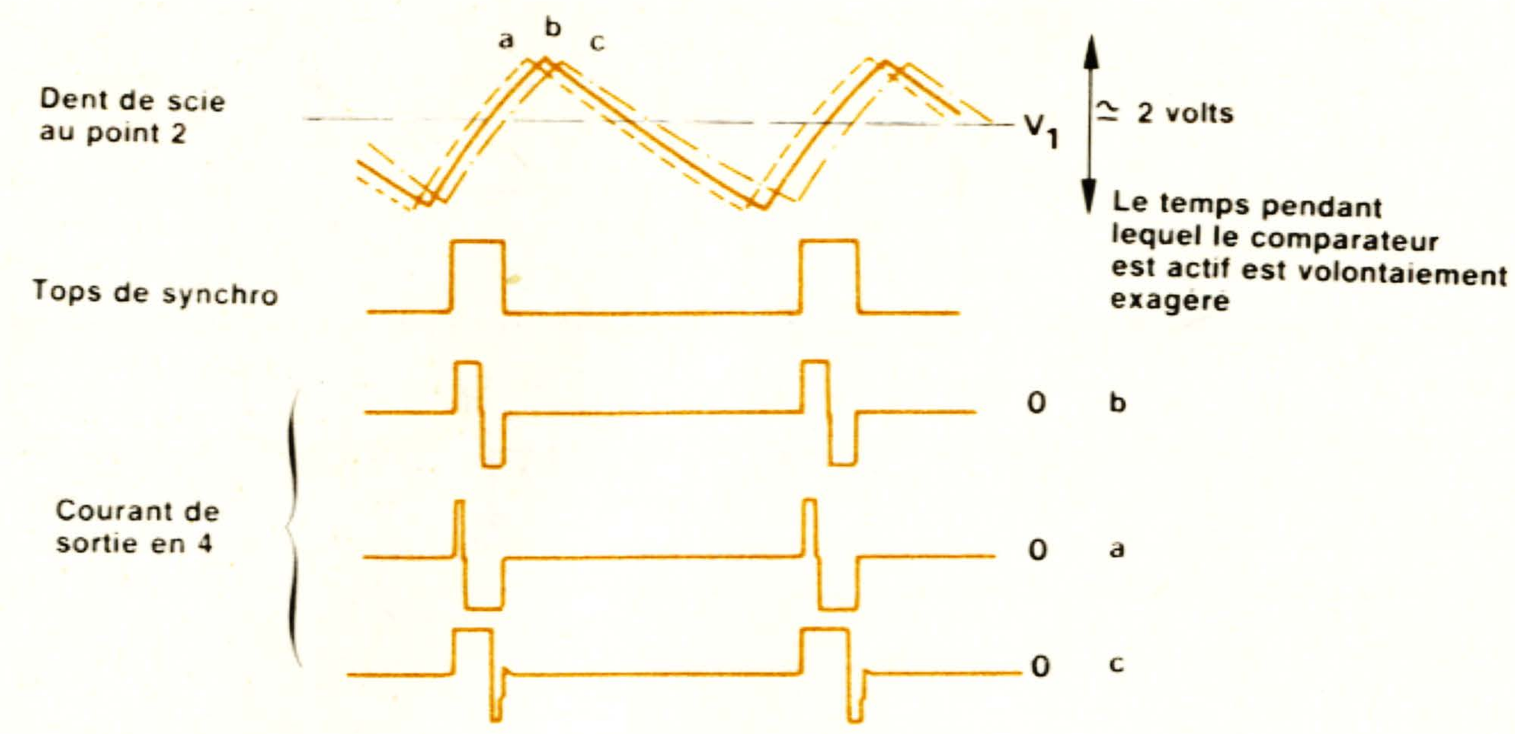


Fig. 8.

teur ligne et circuit de sortie ligne est indépendant de la synchronisation. Cela signifie que même en l'absence de vidéo, donc de synchro, l'oscillateur continue à fonctionner sur sa fréquence libre choisie assez proche de la fréquence synchronisée, et la commande du Darlington est toujours assurée correctement. C'est un élément de sécurité primordial.

Comparateur de phase (fig. 6 et 7)

Le rôle du comparateur de phase est d'imposer une coïncidence entre les impulsions de synchronisation issues du séparateur et les impulsions de retour ligne, afin de centrer le temps de retour du balayage horizontal dans le temps de suppression ligne du signal vidéo.

En cas de coïncidence incorrecte, le comparateur doit délivrer une tension ou un courant continu qui sera appliqué à l'oscillateur pour modifier sa fréquence et recentrer l'impulsion de retour. Dans ce circuit, la comparaison de phase est faite entre le flanc montant de la dent de scie produite par l'intégrateur extérieur R_1C_1 à partir de l'impulsion de retour de ligne et le top de synchro ligne. La dent de scie fournie par l'impulsion de retour doit avoir une amplitude de 2 V. Elle est transmise à la broche 2 du circuit par la capacité C_2 et se trouve donc centrée sur la tension de référence V_1 interne au circuit. La tension V_2, produite à partir du même pont de résistances que V_1, alimente le générateur de courant du différentiel T_1-T_2 qui n'est actif que lorsque T_5 conduit. Donc, le différentiel T_1-T_2 ne fonctionne qu'en présence d'une impulsion de synchronisation sur la base de T_5. Lorsque le différentiel est actif, suivant que la dent de scie est au-dessous ou au-dessus de V_1, le courant dans T_1 est moins important ou plus important que le courant dans T_2 ; du fait de la présence du miroir de courant T_3-T_4, la différence des courants de T_1 et T_2 se traduit par un courant à la sortie 4 du circuit qui est positif ou négatif. Ce courant est intégré par les composants extérieurs R_3C_3, donc se traduit par une tension continue qui, par l'intermédiaire de R_4, fournit un courant supplémentaire à la capacité C_5 de l'oscillateur ligne et, en modifiant sa charge, modifie la fréquence de l'oscillateur.

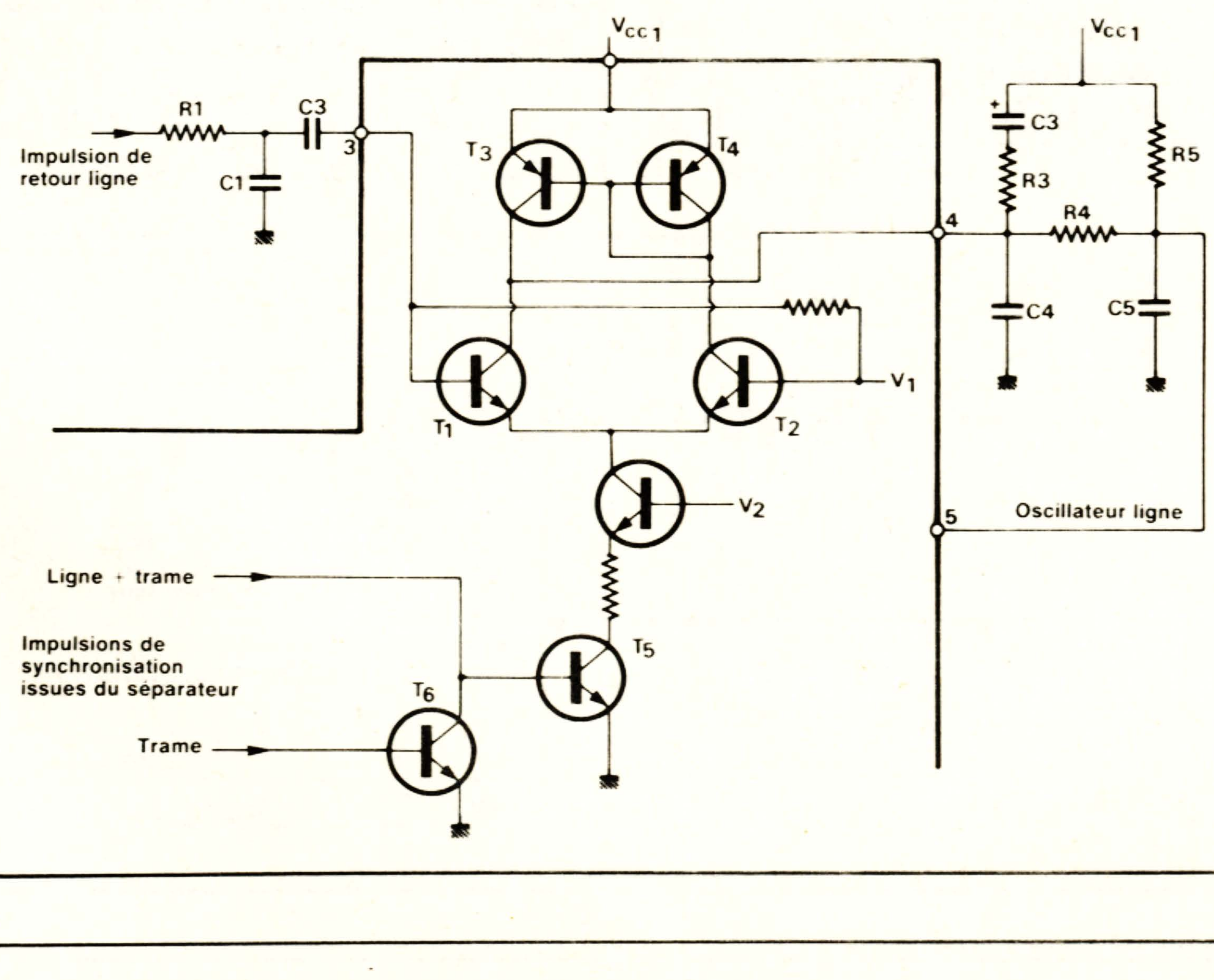


Fig. 7.

La **figure 8** résume ce fonctionnement.

Ainsi, dans le cas *(b)* d'une bonne synchronisation, le courant moyen de sortie est nul, donc sans action sur la charge de la capacité C_3, et il n'y a pas de modification de la fréquence.

Dans le cas *(a)*, la dent de scie est en avance (fréquence trop grande), le courant moyen est négatif, la tension filtrée par R_3C_3 diminue ; par l'intermédiaire de R_4, cette tension va ralentir la charge de C_5,donc diminuer la fréquence de l'oscillateur ; il y a bien rattrapage du décalage initial.

Dans le cas *(c)* de la dent de scie en retard, le mécanisme est inverse. En l'absence de top de synchro, le comparateur n'agit pas, le courant de sortie en 4 est nul et il n'y a pas d'influence sur la fréquence de l'oscillateur ligne.

Le signal de synchronisation trame est différent de celui de ligne et perturbe le fonctionnement du comparateur si aucune précaution n'est prise. Cela se traduit par une ondulation en haut d'image : c'est l'effet drapeau. Dans ce circuit, ce problème n'existe pas car le transistor T_6 empêche le fonctionnement du comparateur de phase pendant les tops de synchro-trame.

On note dans le schéma de l'application (**fig. 7**) la présence de la capacité C_4 qui est nécessaire à la stabilisation de la boucle. En jouant sur les valeurs des composants R_4, C_4, R_3, C_3, C_5, on peut modifier le gain de boucle, donc la plage de capture. Ainsi, en diminuant la constante de temps R_3C_3 ou la valeur de C_4, l'information de sortie du comparateur est plus vite transmise et on augmente le gain de la boucle de phase. De la même façon, on augmente ce gain en diminuant C_5 (tout en conservant R_5C_5 égal pour avoir toujours la même fréquence libre pour l'oscillateur ligne) ; en effet, l'oscillateur réagira

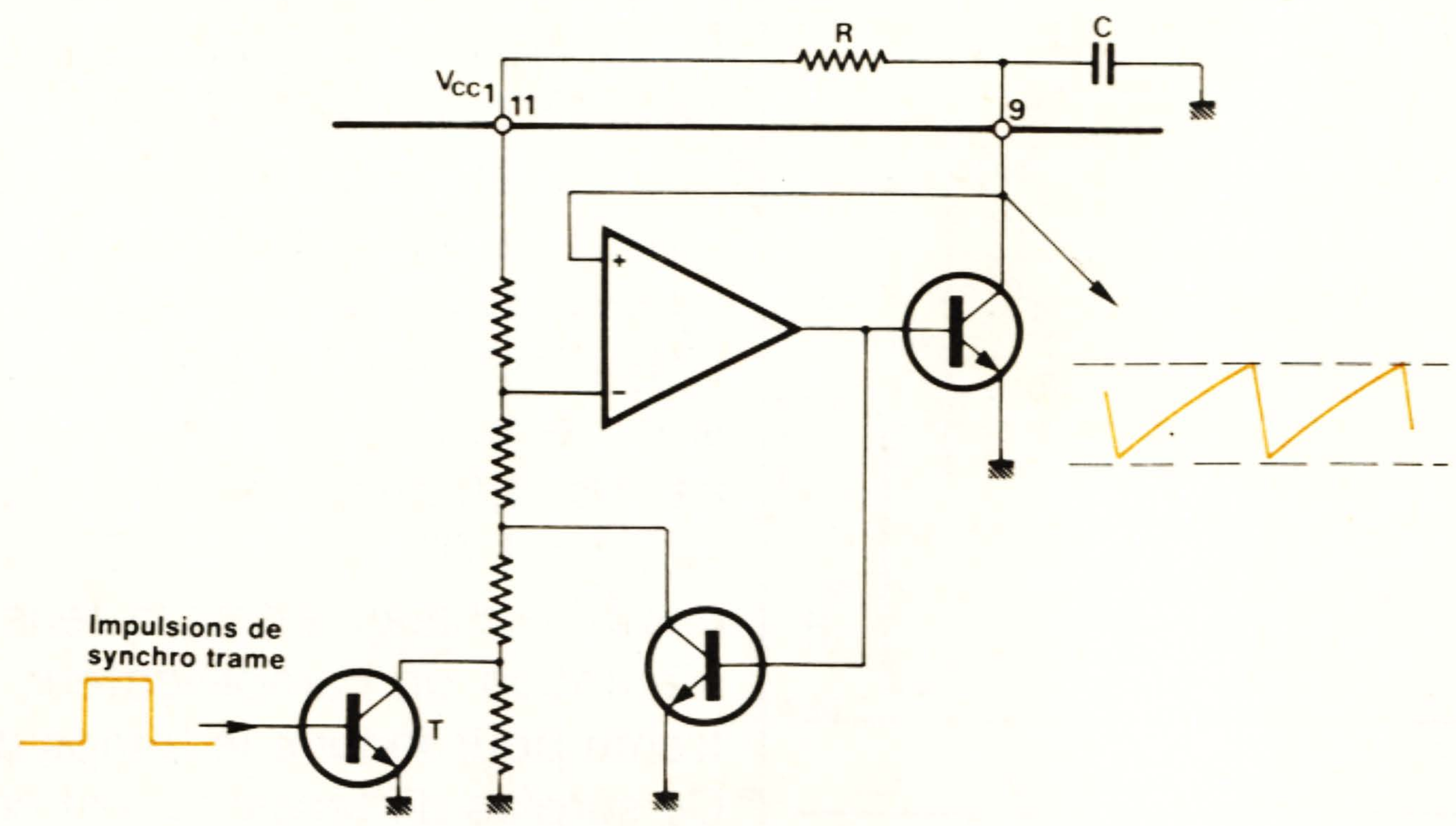


Fig. 9.

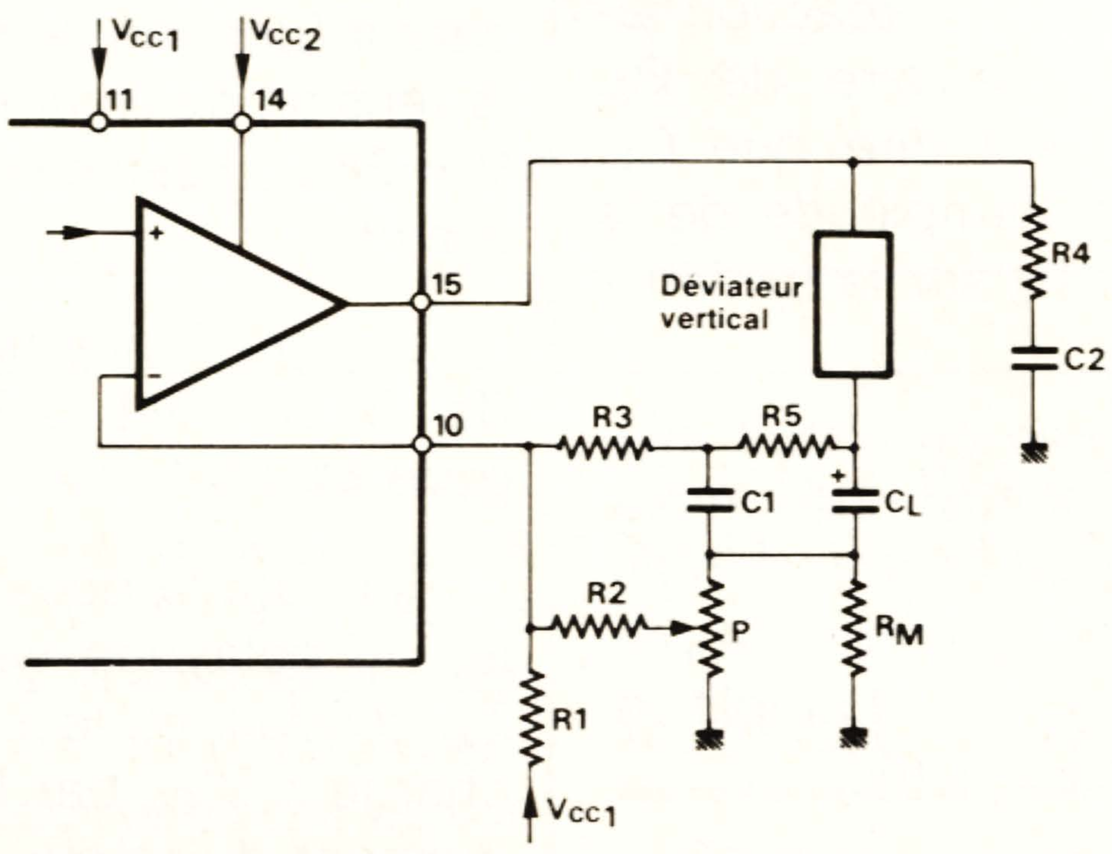


Fig. 10.

plus vite à une modification du courant de charge de C_5 ; R_{11} doit toujours rester assez élevée (quelques dizaines de kilohms) pour ne pas perturber le fonctionnement de l'oscillateur. Le gain de boucle de phase est également dépendant de la durée du top de synchro. Si ce top est raccourci, le gain diminue (en télévision, ces tops ont une durée de 4 à 5 μs).

Oscillateur trame (fig. 9)

Cet oscillateur est du même type que l'oscillateur ligne ; seul le mode de synchronisation est différent.

Comme pour l'oscillateur de fréquence ligne, il n'utilise qu'une seule sortie du circuit et sa fréquence est fixée par le réseau extérieur RC et les seuils de tension définis en interne par un pont de résistances. La variation de cette fréquence libre en fonction de V_{CC1} est très faible ; par contre, l'amplitude de la dent de scie est proportionnelle à V_{CC1}. C'est important, car cette dent de scie sera ensuite amplifiée pour attaquer directement le déviateur ; cela signifie donc que l'amplitude du balayage vertical sera proportionnelle à V_{CC1} comme c'est le cas pour le balayage horizontal. Donc, quelle que soit V_{CC1}, il y aura toujours conservation du format de l'image. De plus, cela simplifie les problèmes d'extinction et d'allumage.

Cet oscillateur est synchronisé directement par les impulsions de synchro-trame extraites par le séparateur ; par conséquent, cela ne nécessite aucun composant extérieur. Par l'intermédiaire du transistor T, l'impulsion de synchro provoque un abaissement du niveau haut de la dent de scie, donc un raccourcissement de la période libre de l'oscillateur qui doit être légèrement plus longue que la période trame : par exemple, 23 ms pour 20 ms (balayage 50 Hz). Les tensions définies par le pont de résistances interne sont telles que l'impulsion de synchro ne peut agir que pendant le dernier quart de la période libre. Cela évite le déclenchement sur un parasite, c'est une protection contre le bruit.

Amplificateur de sortie trame

La dent de scie issue de l'oscillateur est inversée et ramenée à un niveau très faible au-dessus de zéro : 0,6 V avec une amplitude de 0,4 V. Elle attaque l'entrée « + » d'un amplificateur différentiel qui commande un étage de sortie classe B. A l'extérieur du circuit, seuls sont accessibles l'entrée « – » de l'amplificateur différentiel et la sortie de l'étage de puissance qui attaque directement le déviateur. Toute cette partie du circuit est identique à l'étage de sortie du circuit TEA 2015A dont les qualités sont maintenant bien connues. En particulier, la protection thermique par disjonction en cas d'échauffement excessif et la surveillance de l'aire de sécurité des transistors de sortie qui est une protection contre les courts-circuits. Aucune capacité extérieure de compensation n'est nécessaire. Le schéma d'application typique est donné à la **figure 10.**

A la fréquence de balayage vertical (50 Hz ou 60 Hz en général), le déviateur se comporte comme une résistance. Il faut donc l'attaquer en courant par une dent de scie. L'amplificateur de sortie trame sert de générateur de courant grâce à la contre-réaction de courant faite par R_M et P. P ajuste cette contre-réaction, donc l'amplitude du courant de sortie.

Comme on l'a vu, l'entrée « + » de l'amplificateur est attaquée par la dent de scie avec un certain niveau continu positif (0,6 V) ; afin d'obtenir en sortie une dent de scie centrée sur zéro, il est nécessaire de fournir à l'entrée « – » de l'amplificateur une tension continue positive. Cette tension de polarisation est produite par le pont de résistances R_1, R_2 (P et R_M

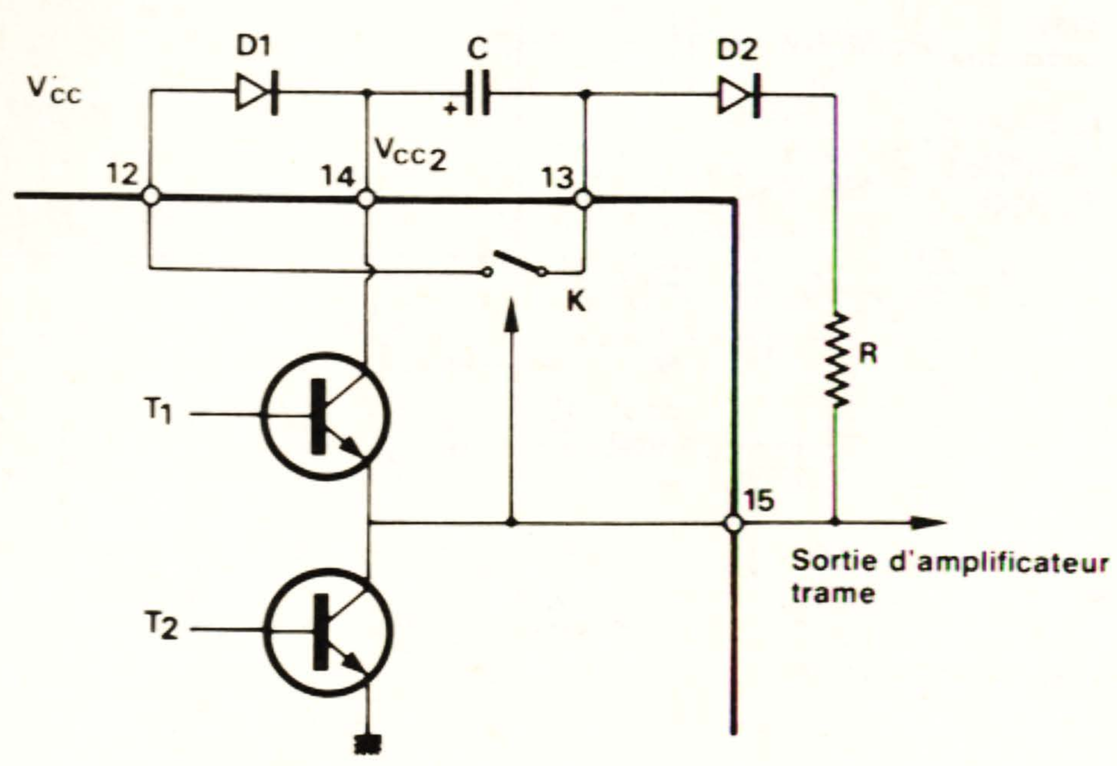


Fig. 11.

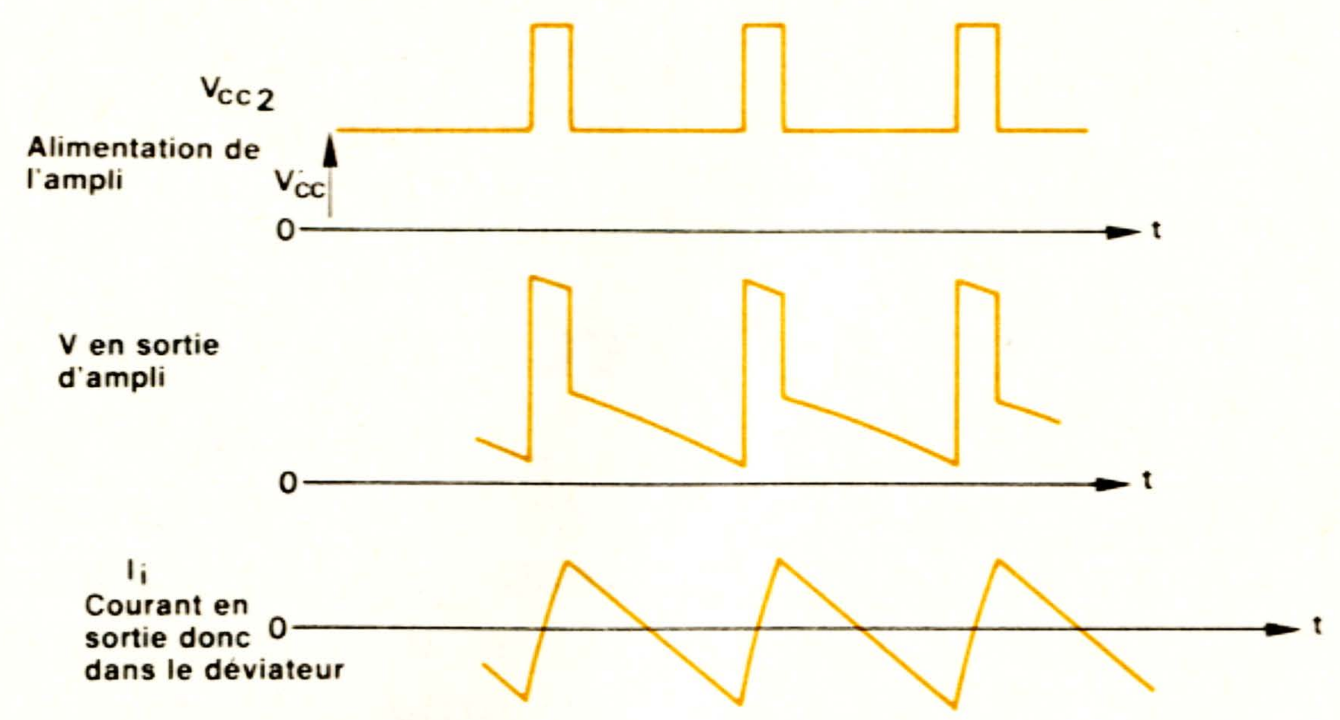


Fig. 12.

sont faibles par rapport à R_1 et R_2) qui doivent avoir une précision de l'ordre de 1 %.

La contre-réaction continue de l'amplificateur est assurée par $R_3 + R_5$, la capacité de liaison C_L séparant le continu de l'alternatif. Cette contre-réaction ne suffit pas à compenser le niveau continu introduit à l'entrée « + » de l'amplificateur, car il faudrait avoir des valeurs faibles pour $R_3 + R_5$ et cela diminuerait le gain maximal de l'amplificateur vertical, ce qui peut être gênant dans certaines applications ; c'est pourquoi la résistance R_1 est généralement nécessaire.

Etant donné que l'écran du tube cathodique n'est pas une sphère ayant pour centre le centre de déviation, si l'on attaque le déviateur avec une dent de scie, on obtient une dilatation de l'image en haut et en bas. Il faut donc fournir au déviateur un courant en forme de S ; c'est la correction de linéarité. Avec le circuit décrit, aucun réglage de linéarité n'est nécessaire. Aux bornes de C_L, on prélève la dent de scie intégrée, c'est-à-dire une parabole, qui est intégrée de nouveau par R_5C_1, et produit une tension en forme de S qui est additionnée à la dent de scie de la contre-réaction alternative par l'intermédiaire de R_3. Pratiquement, on peut dire que C_L, C_1, R_3 agissent sur l'amplitude de la correction de S, et R_5 sur la symétrie de cette correction.

En fait, dans le cas du circuit intégré décrit ici, un autre phénomène entre en jeu : l'oscillateur trame n'est pas linéaire, donc la dent de scie présente à l'entrée « + » de l'amplificateur une certaine dissymétrie.

La correction de cette distorsion se fera par la différenciation de la dent de scie prélevée aux bornes de R_M. Le réseau différentiateur étant constitué par C_1 et $R_3 + R_2$, cette constante de temps doit rester faible par rapport à la période trame.

Le filtre R_4C_2 diminue l'influence de la ligne sur la trame et stabilise le circuit. De même, une résistance d'amortissement en parallèle sur le déviateur peut être nécessaire pour éviter les oscillations de la sortie après le retour trame et assurer une meilleure stabilité du système. Comme pour le TEA 2015A, cet étage de sortie possède un générateur de retour trame qui est connecté à la broche 1 dans le cas du TEA 2017. En effet, lors du retour du balayage vertical, la valeur de la bobine L du déviateur intervient, car la constante de temps L/R n'est plus négligeable. En télévision, le temps de suppression trame est de 1,6 ms ; on admet donc que lorsque $L/R > 1{,}6 \cdot 10^{-3}$, il est nécessaire d'augmenter la tension d'alimentation de l'amplificateur de sortie trame pour réduire le temps de retour. Ce surplus de tension n'est nécessaire que pour le retour trame, et on dépense inutilement de l'énergie en suralimentant en permanence l'amplificateur (pendant le temps d'aller trame la tension minimum vaut sensiblement V = RI où I est le courant trame crête-à-crête).

Le fonctionnement du générateur de retour est schématisé à la **figure 11**.

Pendant la deuxième moitié de l'aller du balayage vertical, le transistor T_2 conduit et le condensateur C se charge à V'_{CC} par D_1, D_2, R et T_2. Au moment du retour, l'interrupteur K se ferme et la broche 13 se trouve reliée à V'_{CC} ; donc, la tension en 14 (V_{CC2}) qui était égale à $V'_{CC} - V_{D1}$ est presque doublée pendant la durée du retour. La résistance R n'est autre que la résistance R_4 de la **figure 1**, qui est nécessaire pour filtrer la sortie ; les seuls composants extérieurs sont donc D_1, D_2 et C.

En dehors du fait que le générateur de retour diminue le temps de retour, il diminue la puissance consommée par l'étage de puissance et peut dans certains cas éviter l'utilisation d'un radiateur sur le circuit **(fig. 12)**.

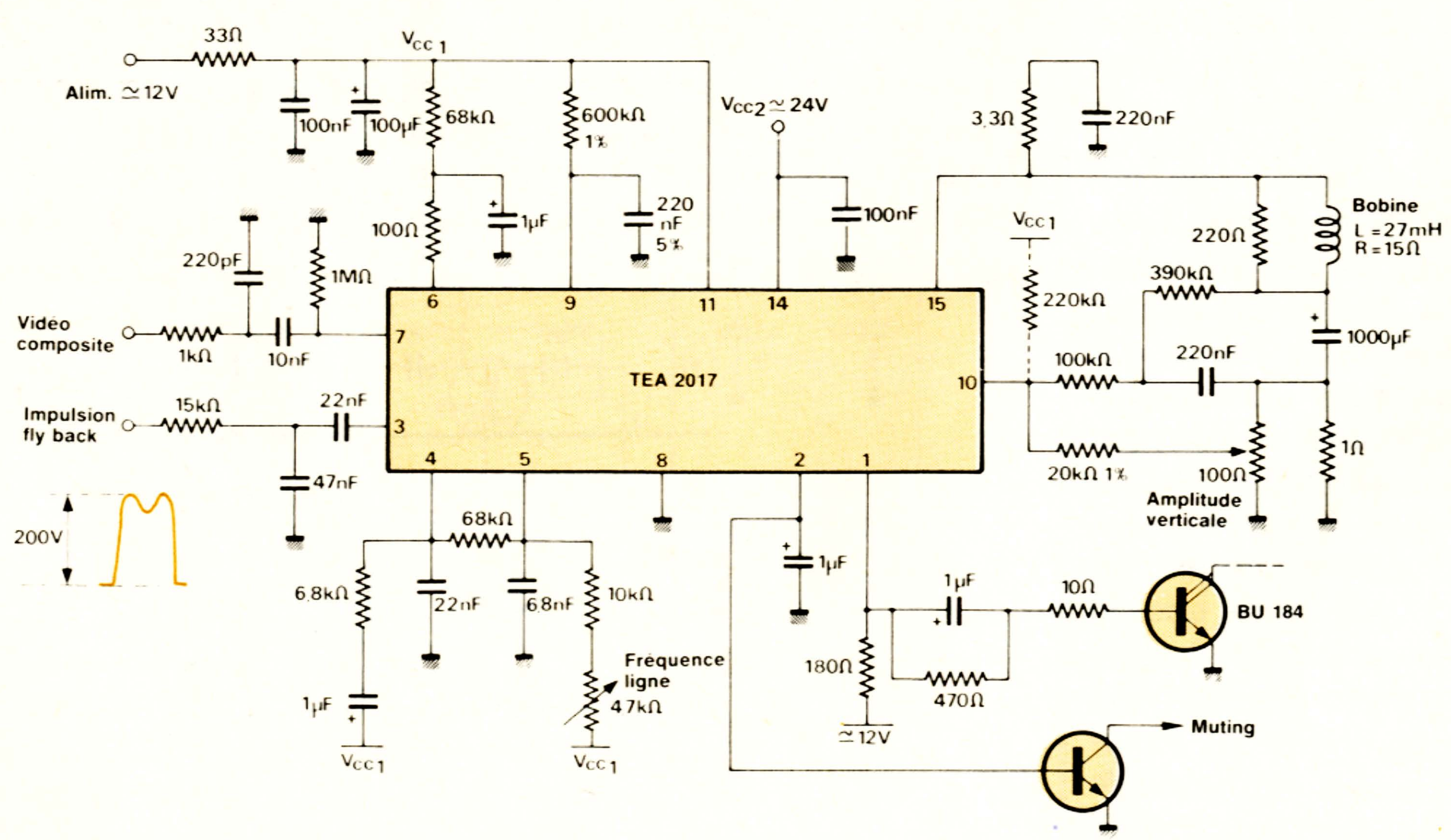


Fig. 13.

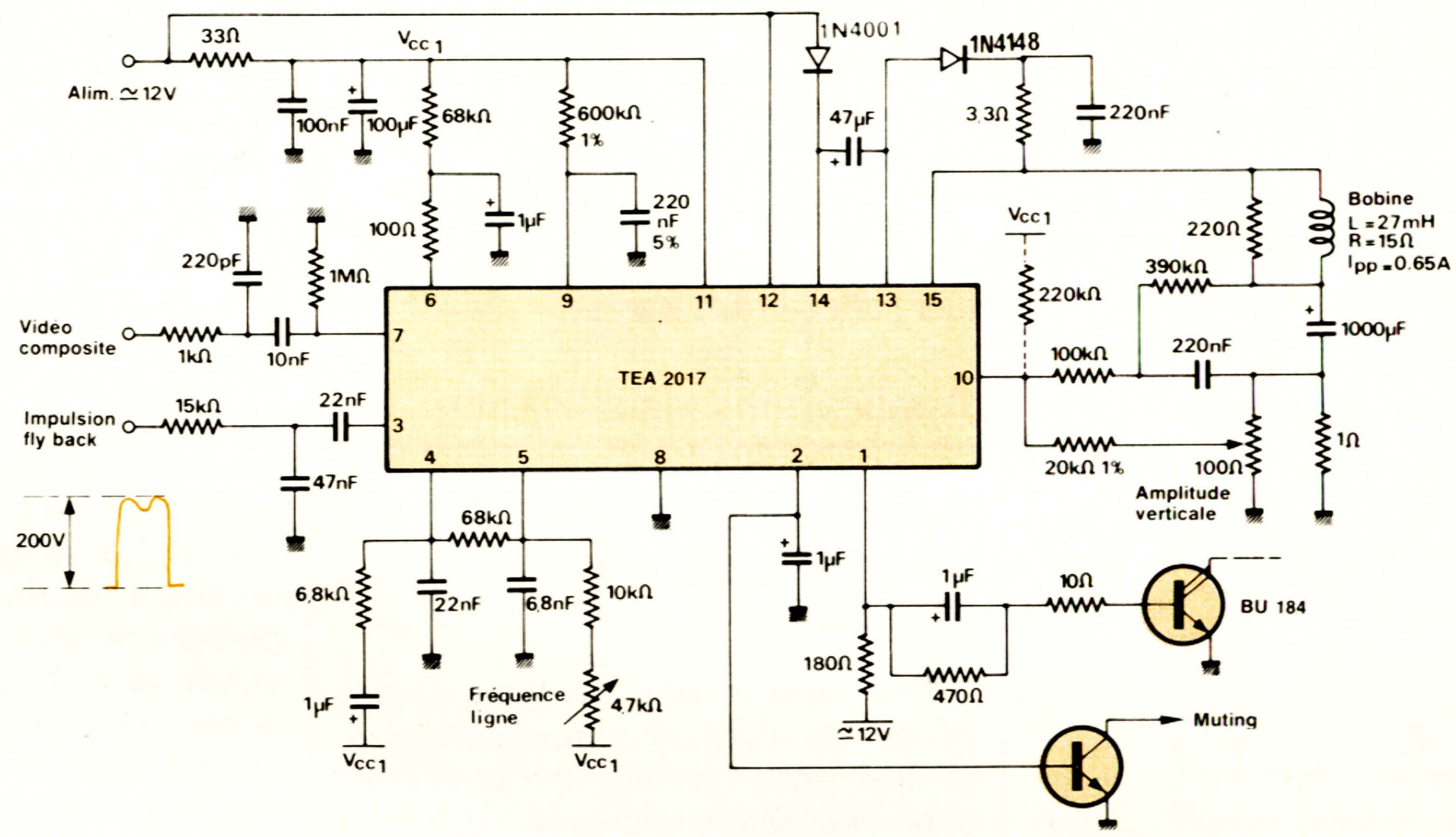


Fig. 14.

Dans tous les cas, il faut noter que, même en l'absence de vidéo, donc de synchronisation, la sortie trame délivre une dent de scie à la fréquence libre de l'oscillateur ; ce fonctionnement est sans danger pour le circuit et son application.

Muting

Dans certains pays, où la réception du son TV se fait en modulation de fréquence, cette fonction est obligatoire. En l'absence de signal vidéo, il faut inhiber les étages audio du téléviseur. Dans le cas du TEA 2017, si l'image n'est plus synchronisée, la sortie 2 du circuit délivre des impulsions d'amplitude 8 V pour V_{CC1} = 10 V qui peuvent être redressées par un condensateur extérieur et fournir ainsi une tension continue pour remplir la fonction de muting. Chaque impulsion apparaît durant le temps de retour ligne, et l'impédance de sortie est de 1 kΩ.

Applications en télévision

Elles correspondent au cas d'un téléviseur monochrome 14'' 110°.

Application avec deux tensions d'alimentation (fig. 13)

La tension V_{CC1} = 12 V est fournie par l'alimentation générale du téléviseur (transformateur sur secteur, alimentation à découpage ou batterie) et doit être soigneusement filtrée et découplée. D'où la présence de la résistance de 33 Ω et des capacités 100 nF et 100 µF ; en effet, 33 Ω et 100 µF constituent une constante de temps suffisante pour filtrer une éventuelle « ronflette » 50 Hz ou 100 Hz. Dans le cas d'une alimentation à découpage, cette résistance est généralement remplacée par une bobine de filtrage.

La tension V_{CC2} = 24 V est nettement séparée de V_{CC1} et prélevée sur le transformateur THT

L'application correspond à ce qui a été décrit précédemment. La vidéo est issue du téléviseur par l'intermédiaire du tuner et de l'étage FI, et un filtre passe-bas (1 kΩ – 220 pF) sert de protection contre les parasites. La dent de scie produite à partir de la surtension de retour ligne doit avoir une amplitude de 2 V ; ici, cette surtension est de 200 V, d'où le circuit intégrateur 15 kΩ – 47 nF.

Le niveau de séparation des tops de synchro est fixé par le réseau 68 kΩ – 1 µF – 100 Ω. La différence de valeur entre 68 kΩ et 100 Ω assure une séparation très près du fond des tops de synchro.

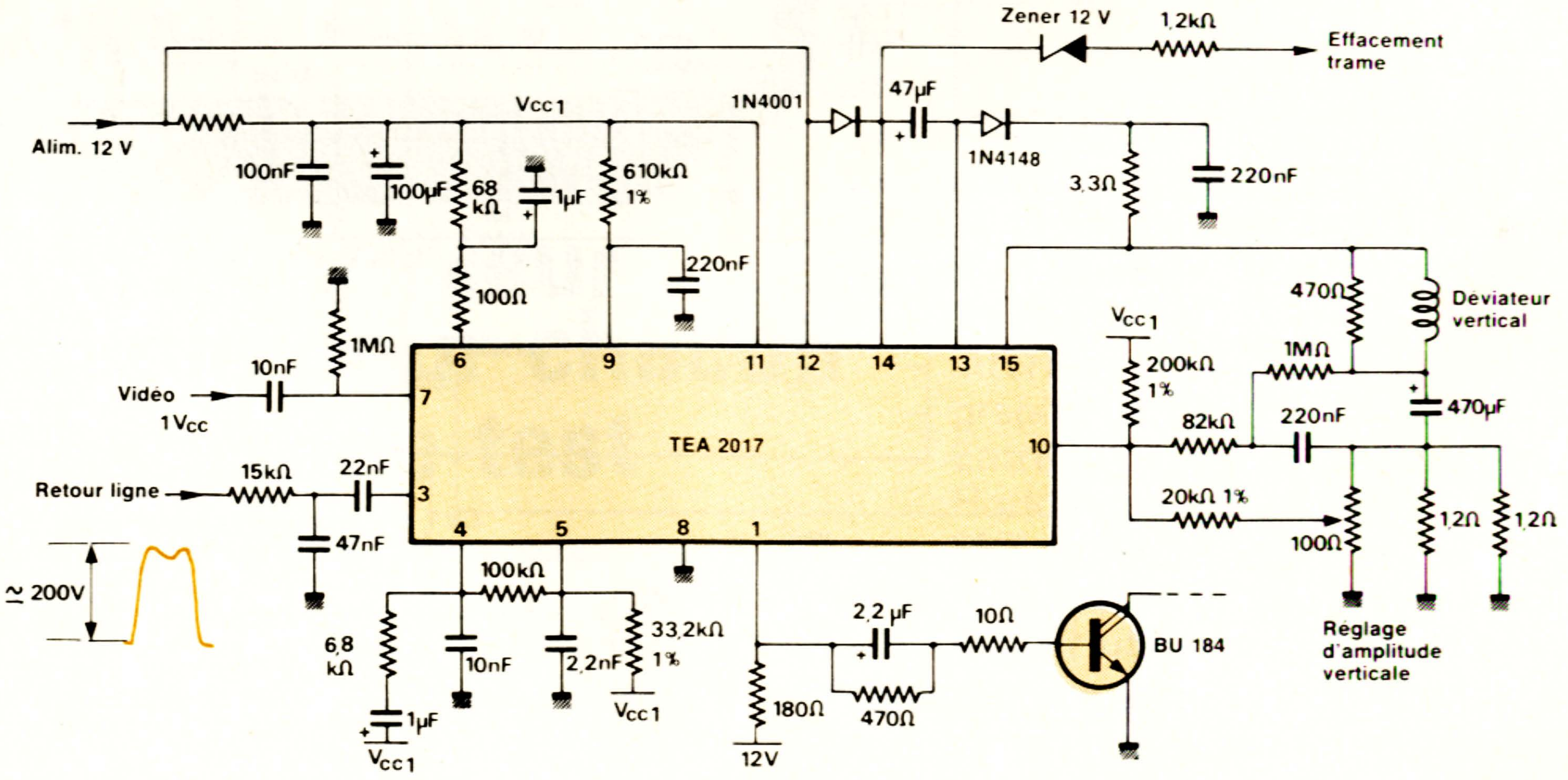


Fig. 15.

Caractéristiques de l'application :

– ligne : temps de retour : 11,5 µs ; courant : 5 A_{CC} ; plage de capture : ± 800 Hz ; gain de la boucle de phase : 600 Hz/µs ;

– trame : temps de retour : 1,1 ms ; courant : 0,65 A_{CC} ;

– consommation : 12 V, 53 mA ; 24 V, 90 mA.

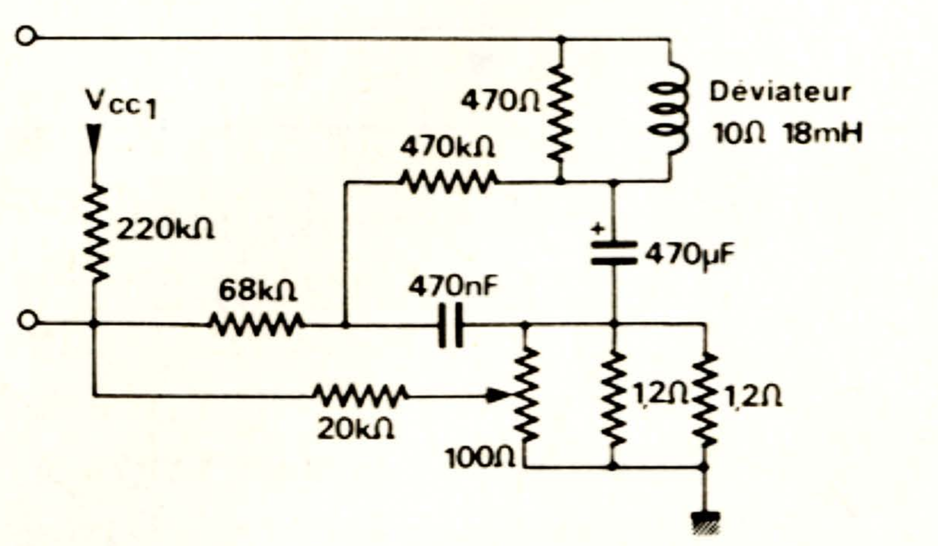


Fig. 16.

Application avec une seule tension d'alimentation (fig. 14)

Dans les cas où l'on ne dispose pas d'une tension V_{CC2} suffisante pour obtenir un temps de retour trame assez court, ou bien afin de diminuer la puissance dissipée dans le circuit, on peut utiliser le générateur interne de retour trame. Il nécessite deux diodes (1N4001 et 1N4148) et un condensateur (47 µF). Son fonctionnement a été étudié plus haut. Le temps de retour trame obtenu est alors 1,4 ms. Les autres caractéristiques sont identiques au cas précédent.

Noter que V_{CC2} peut dans ce cas être utilisée directement pour effectuer l'effacement trame.

Applications visualisation

Tube A24 512 W, 9'' 90° déviateur 10 Ω, 18 mH (fig. 15)

Par rapport aux schémas précédents, on note la simplification de l'entrée vidéo ; le filtre anti-bruit n'est plus nécessaire puisque, dans ce genre d'application, la vidéo provient d'un générateur de caractères interne à la visualisation et n'est pas bruitée. Dans le cas d'une attaque directe par la synchro, le réseau de séparation se simplifie également.

Etant donné que le problème du bruit ne se pose pas, on peut considérablement augmenter le gain de la boucle de phase du comparateur de synchronisation ligne ; on supprime ainsi le réglage de fréquence ligne. Ceci a été obtenu, comme expliqué plus haut, en diminuant la capacité de l'oscillateur : 2,2 nF au lieu de 6,8 nF, et la capacité de 22 nF qui devient 10 nF. La plage de capture est alors de ± 2 000 Hz.

Dans le circuit de contre-réaction trame, on peut noter l'écart important entre 82 kΩ et 1 MΩ, du fait que ce type de tube ne nécessite qu'une très faible correction en S. Une autre possibilité pour les valeurs de composants est donnée à la **figure 16.**

En augmentant la valeur de la capacité de l'intégrateur de S (220 nF devient 470 nF), on peut diminuer la résistance dans le même rapport (1 MΩ devient 470 kΩ). Le résultat sur la géométrie de l'image est identique, mais la valeur plus faible des résistances améliore la contre-réaction continue ; le pont de polarisation 220 kΩ + 20 kΩ peut être moins précis.

Dans cette application, il ne reste plus qu'un seul réglage : celui de l'amplitude du balayage vertical.

Tube A24 512 W, 9'' 90° déviateur 40 Ω 72 mH (fig. 17)

Le module d'application réalisé comprend l'amplificateur vidéo (transistor BF 458) et l'étage de balayage ligne fournissant aussi les tensions

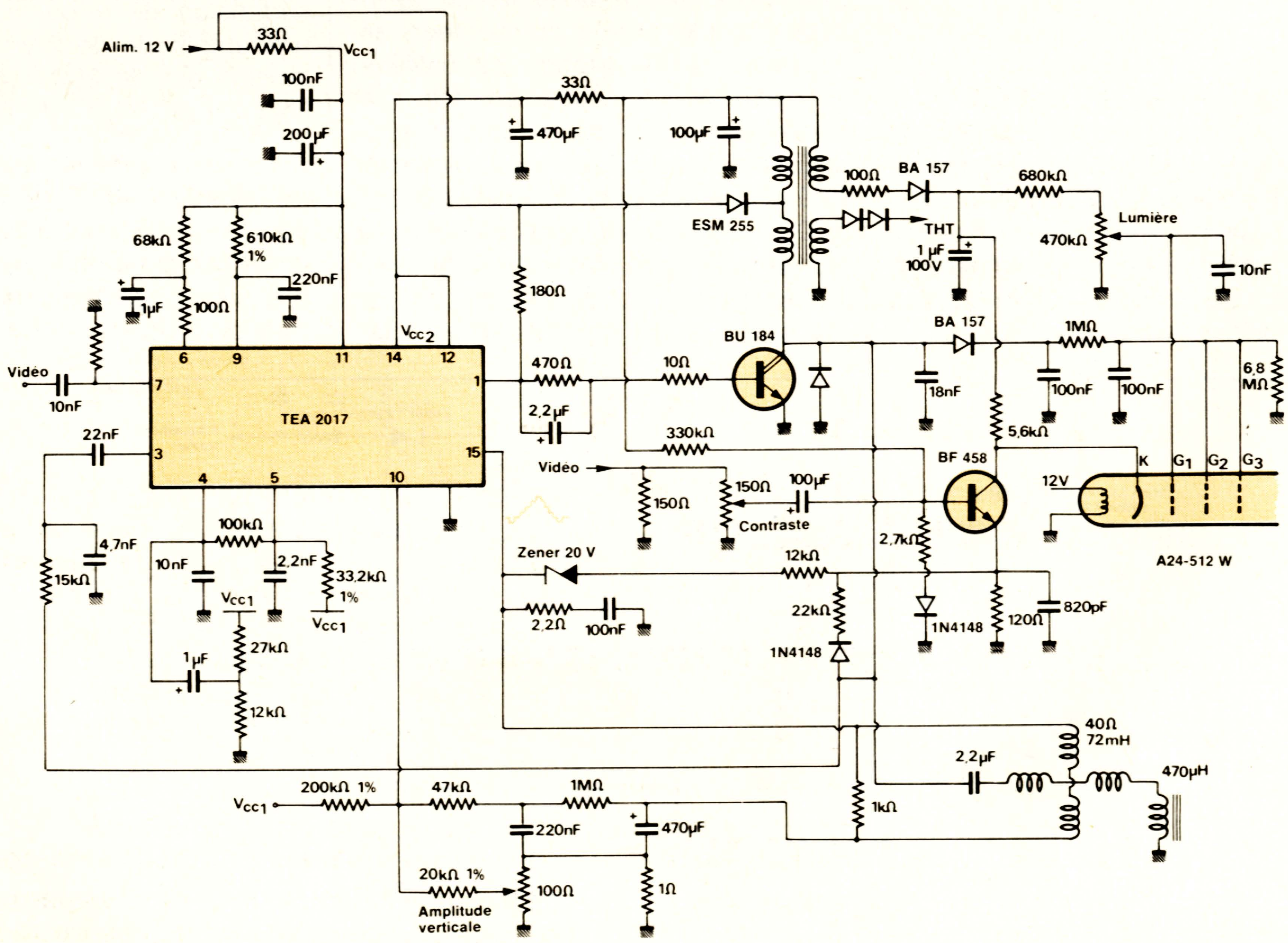


Fig. 17.

d'alimentation du tube. Il s'agit donc d'une visualisation complète ne nécessitant que l'alimentation extérieure 12 V et un signal vidéo. Les seuls réglages sont : lumière, contraste et amplitude verticale. Autour du TEA 2017, on retrouve tous les éléments précédemment décrits. L'étage de sortie est alimenté par la tension d'environ 27 V récupérée au pied du transfo THT. Le déviateur utilisé n'est autre que le déviateur précédent, dans lequel les bobines trame sont mises en série ; donc, la tension de 12 V n'est pas suffisante pour balayer complètement le tube. La résistance de 33 Ω et le condensateur de 470 µF constituent un filtre et un réservoir d'énergie pour éviter de perturber le balayage ligne par la trame.

Pour une température ambiante de 25 °C, en fonctionnement normal, le boîtier du circuit atteint environ 60 °C ; il n'y a donc pas besoin de radiateur.

Une différence avec les configurations précédentes apparaît dans le schéma de la **figure 17** ; elle a pour but d'insensibiliser le fonctionnement du circuit aux parasites pouvant se trouver sur l'alimentation 12 V dans le cas d'une alimentation à découpage, par exemple.

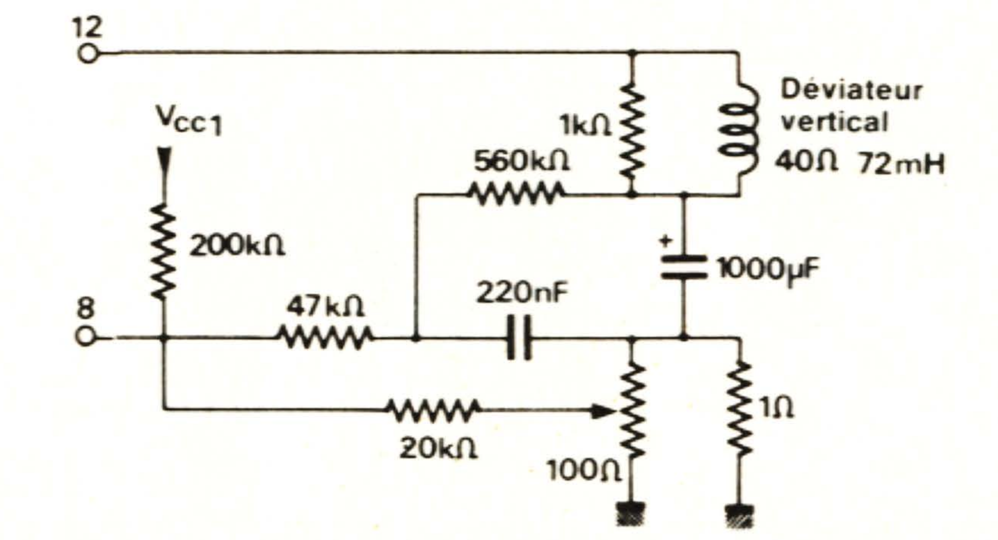


Fig. 18.

Dans la boucle d'asservissement de phase, le condensateur de 1 µF est relié à une tension plus proche de la masse (≃ 3,7 V) par un pont de résistances, au lieu d'être connecté directement à V_{CC1}, donc sensible au moindre parasite d'alimentation.

Cette modification ne change pas le principe de fonctionnement du système.

Voici enfin une variante de la boucle de contre-réaction trame **(fig. 18)**.

L'utilisation d'un condensateur chimique de 1 000 µF (au lieu de 470 µF) diminue l'amplitude de la parabole, donc le taux de S ; on peut ramener la résistance de 1 MΩ à 560 kΩ. La contre-réaction continue est meilleure et le pont de polarisation 200 kΩ + 20 kΩ peut être à 5 %.

Les caractéristiques principales de cette application sont les suivantes :

Plage de capture de l'oscillateur ligne : ± 2 000 Hz ; gain de la boucle de phase : 2 000 Hz/µs ; consommation sur 12 V : 650 mA ; surtension ligne : 190 V ; temps de retour ligne : 12 µs ; courant dans le déviateur ligne : 2,6 A crête-à-crête ; temps de retour trame : 1,3 ms ; courant dans le déviateur trame : 225 mA crête-à-crête.

Avec déviateur 40 Ω 72 mH pour la trame, et un condensateur de 470 µH pour la ligne.

Consommation du circuit : V_{CC1} = 11,5 V, 13 mA ; V_{CC2} = 27 V, 45 mA.

J. Reberga

Fiche technique LM 1877

Circuits intégrés linéaires — Double amplificateur BF 2 × 2 W

Fabricant

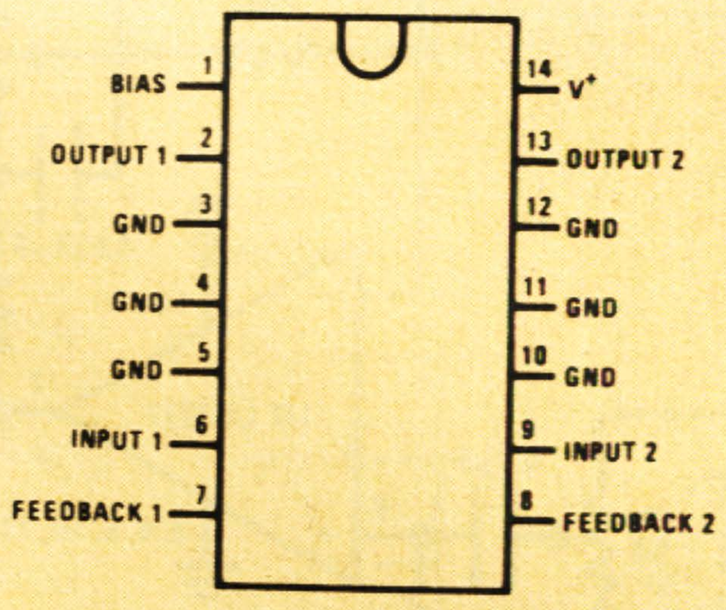
National Semiconductor

Généralités

Le LM 1877 est un double amplificateur BF pouvant délivrer 2 W par canal sur des charges de 8 Ω. Prévu pour fonctionner avec un nombre limité de composants extérieurs, ce circuit trouve de nombreuses applications en amplification stéréophonique de faible puissance. Il est en outre interchangeable « broche pour broche » avec le LM 377. Le LM 1877 existe en dix versions (LM 1877-1 à LM 1877-10) se distinguant par la tension d'alimentation admise et la puissance de sortie mais possédant en outre les mêmes caractéristiques et le même boîtier.

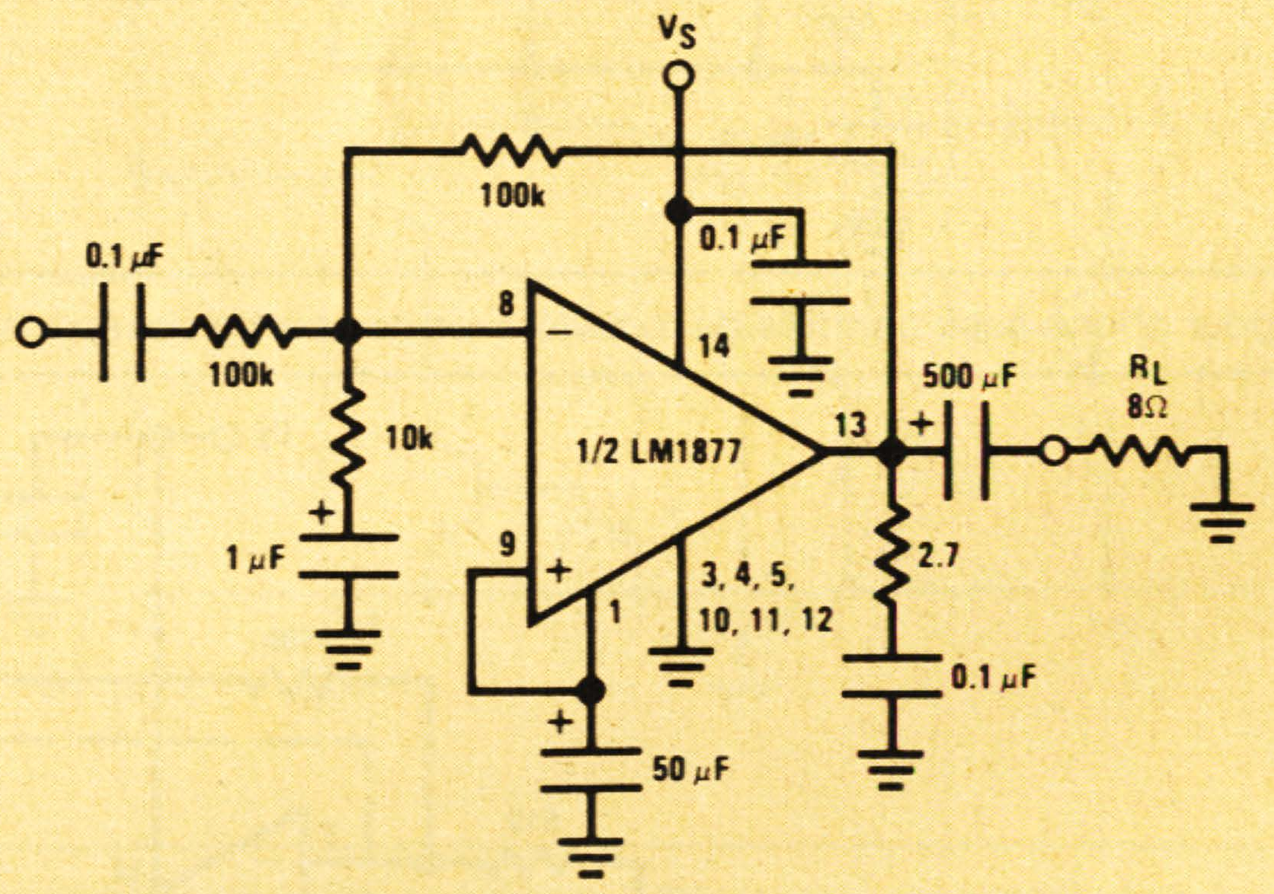
Le LM 1877 est équipé d'un circuit interne de limitation de courant et d'un circuit de protection contre les courts-circuits.

Brochage



Caractéristiques

Paramètre	Valeur
Tension d'alimentation	6 à 24 V
Courant d'alimentation à puissance de sortie nulle	25 mA typ.
Distorsion harmonique (f = 1 kHz, puissance de sortie = 0,5 W/canal)	0,055 %
Séparation des canaux	65 dB
Tension de bruit (20 Hz-20 kHz)	2,5 μV
Gain en boucle ouverte	70 dB
Tension d'offset à l'entrée	15 mV
Impédance d'entrée	9 MΩ
Bande passante	65 kHz



Amplificateur inverseur à gain unité.

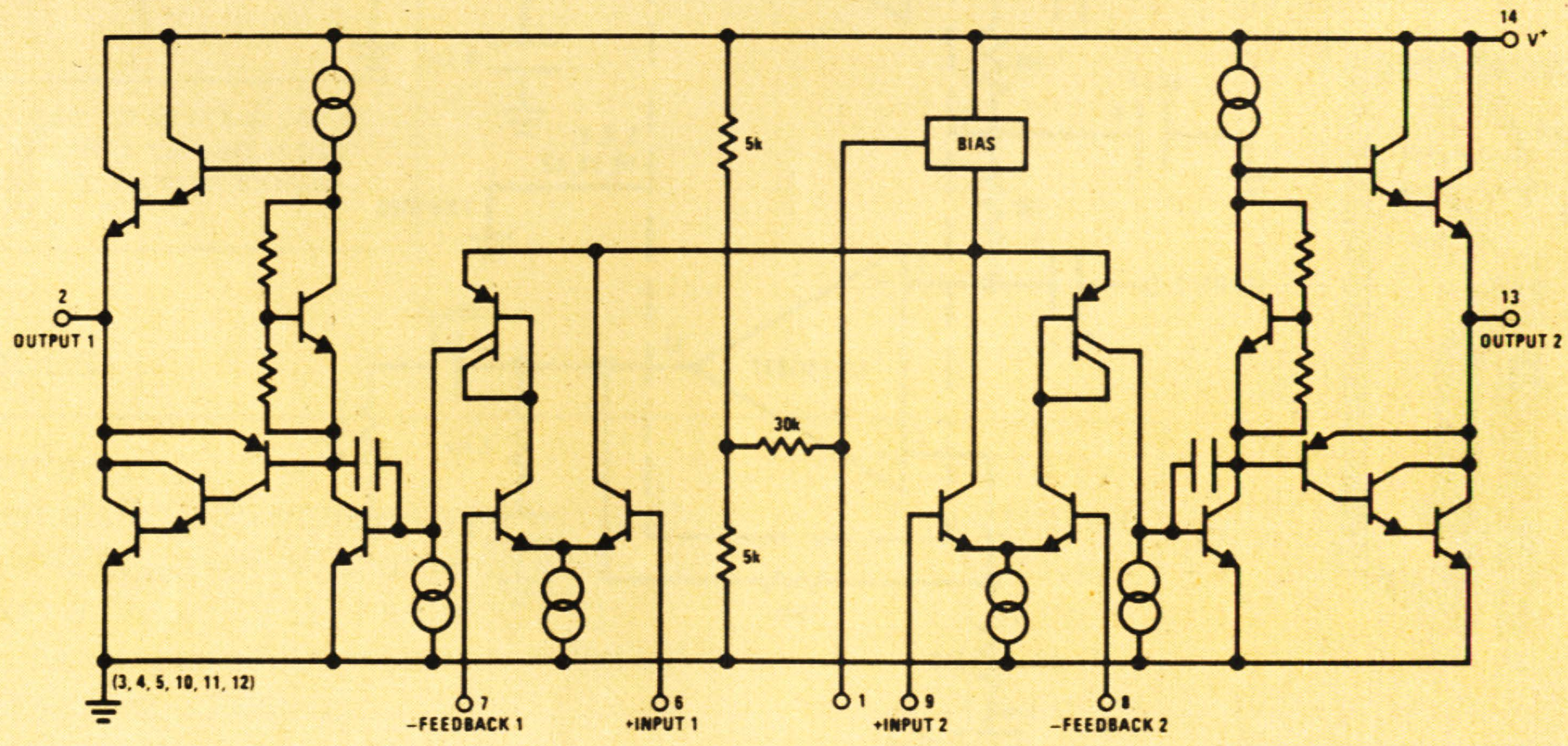
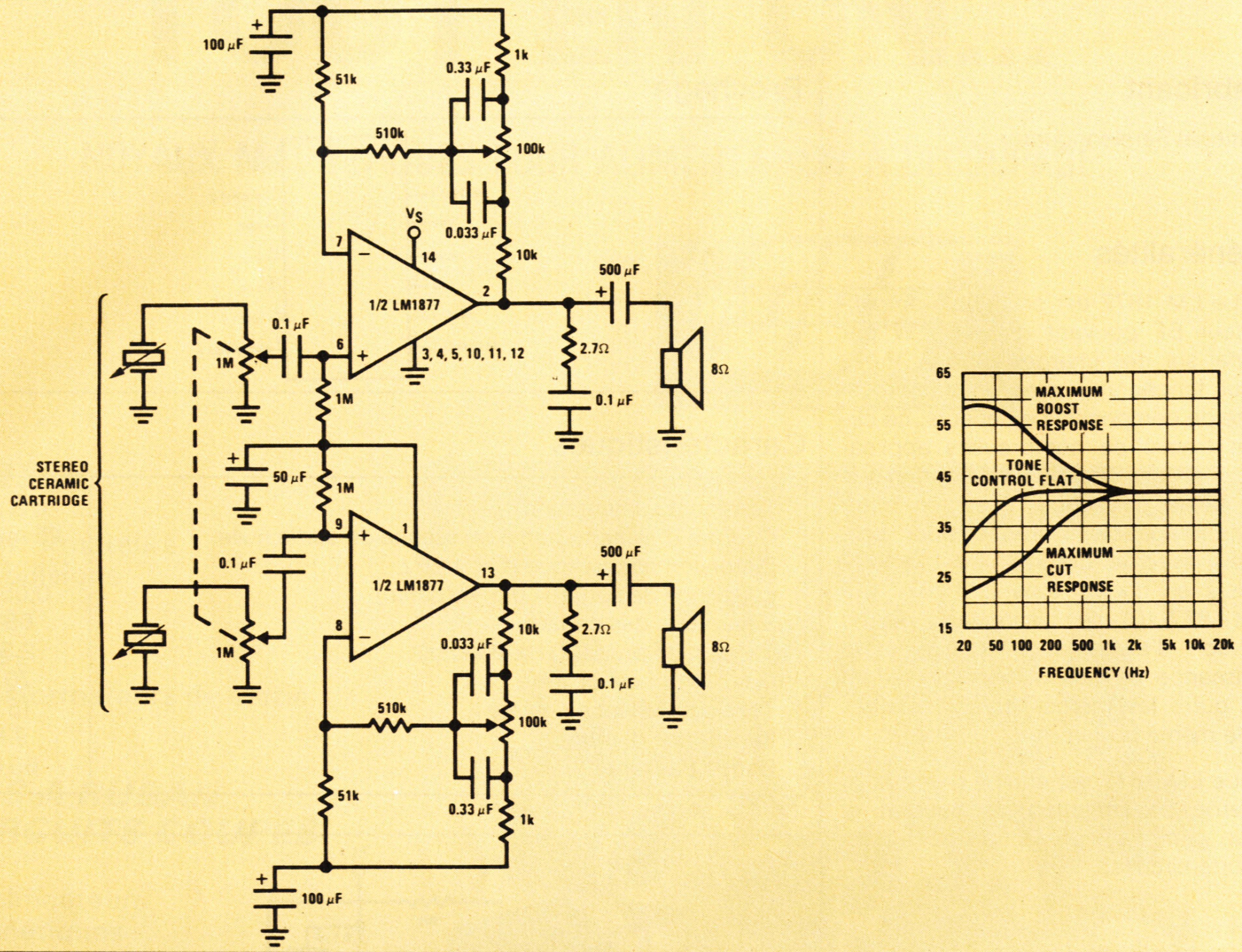
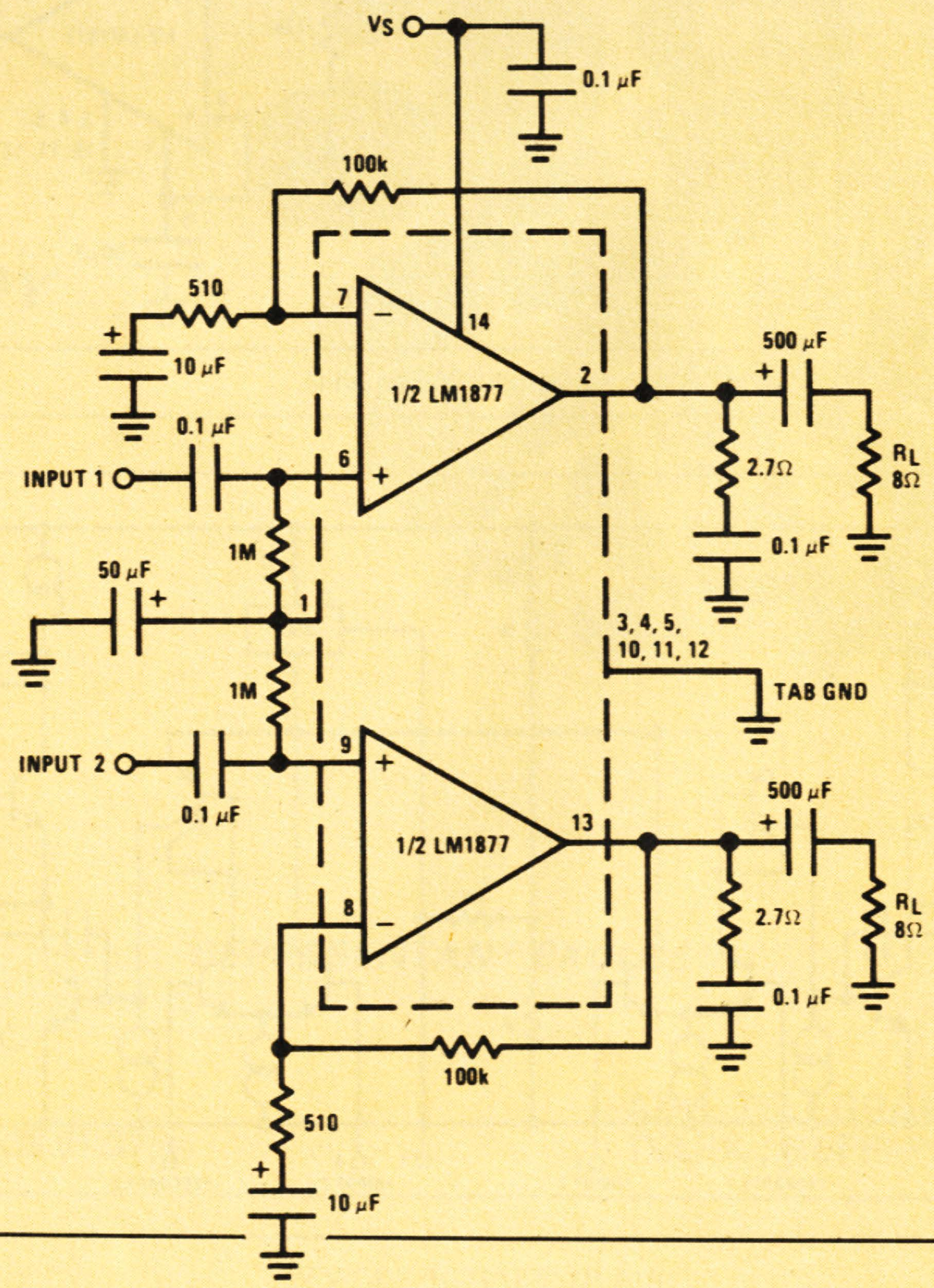


Schéma interne.



Amplificateur stéréo pour phono avec contrôle de tonalité avec sa courbe de réponse.



Amplificateur stéréo avec un gain de 200.

Fiche technique — LM 1895

Circuits intégrés linéaires — Amplificateur BF 1 W

Fabricant

National Semicon[illegible]

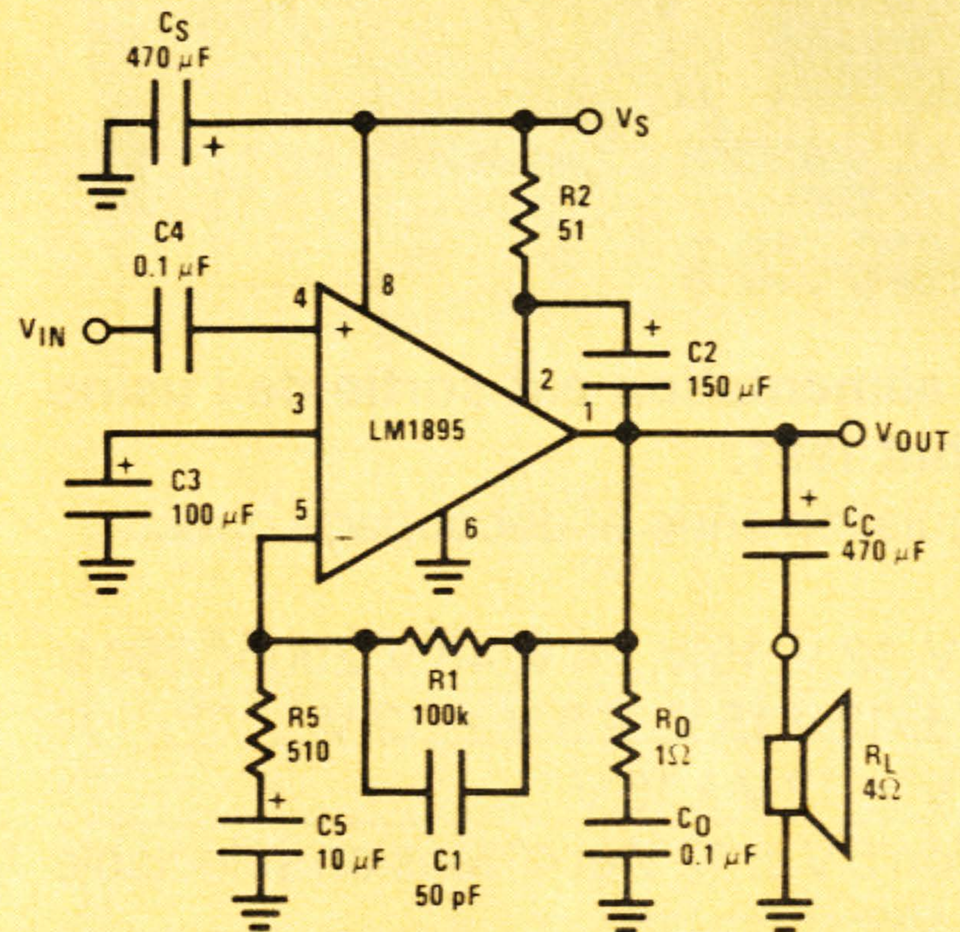
Généralités

Le circuit LM 1895 est un amplificateur audio-fréquences pouvant délivrer 1 W à une charge de 4 Ω, étant alimenté sous 6 V.

Il allie un faible bruit à une faible distorsion et sa tension d'alimentation, pouvant aller de 3 à 9 V, le destine à des applications où l'alimentation se fait par batterie (automobile).

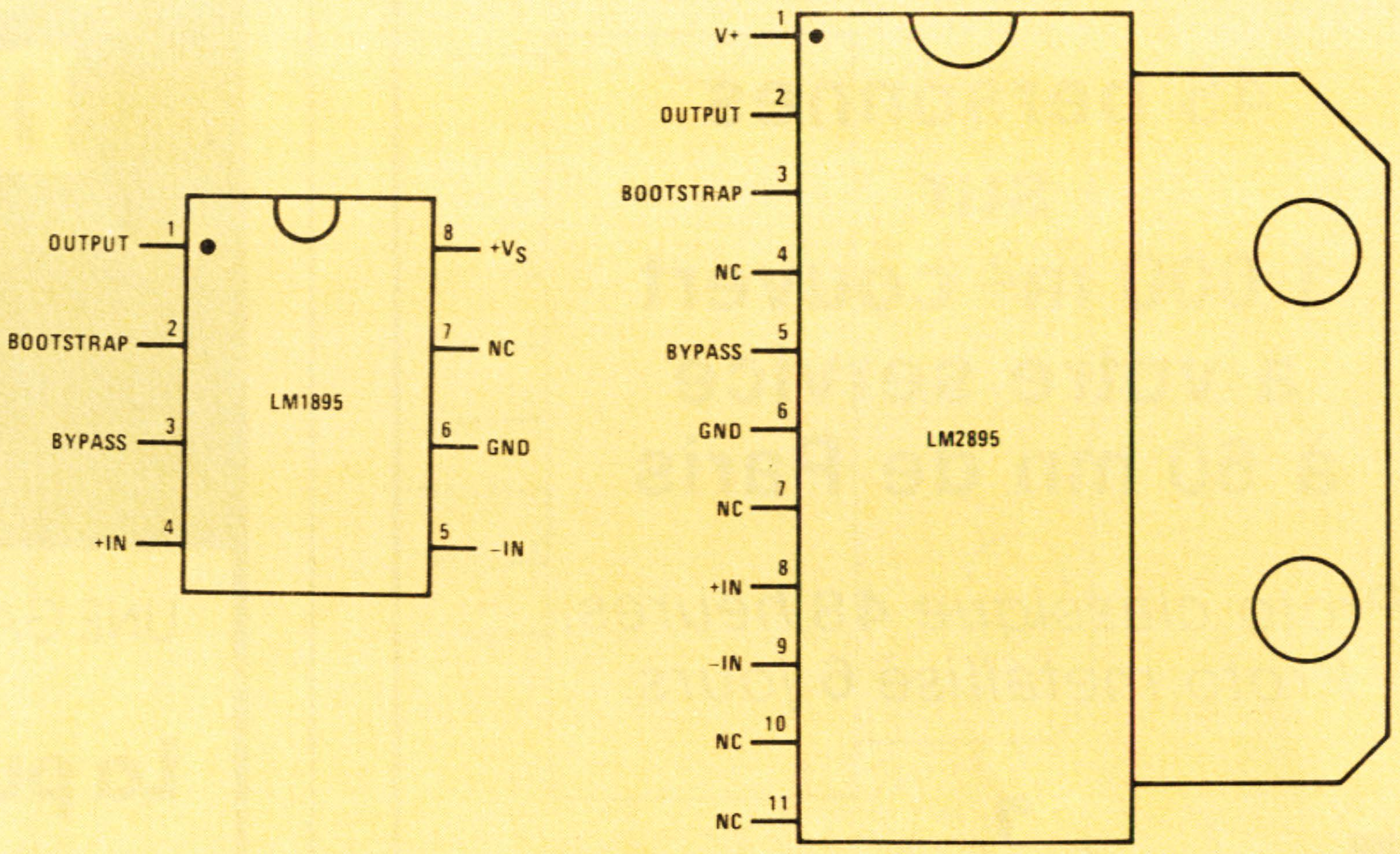
Le boîtier est du type minidip 8 broches.

Pour des applications où une tension supérieure à 9 V est nécessaire, le fabricant propose un modèle, référencé *LM 2895,* pouvant fournir 4 W sous 12 V et présenté en boîtier 11 broches muni d'une ailette de refroidissement.



Amplificateur avec un gain de 200 fixé par la formule : gain = 1 + (R_1/R_5). La bande passante est ici fixée à 30 kHz selon la formule : bande passante = $1/2\pi \cdot R_1 \cdot C_1$.

Brochage



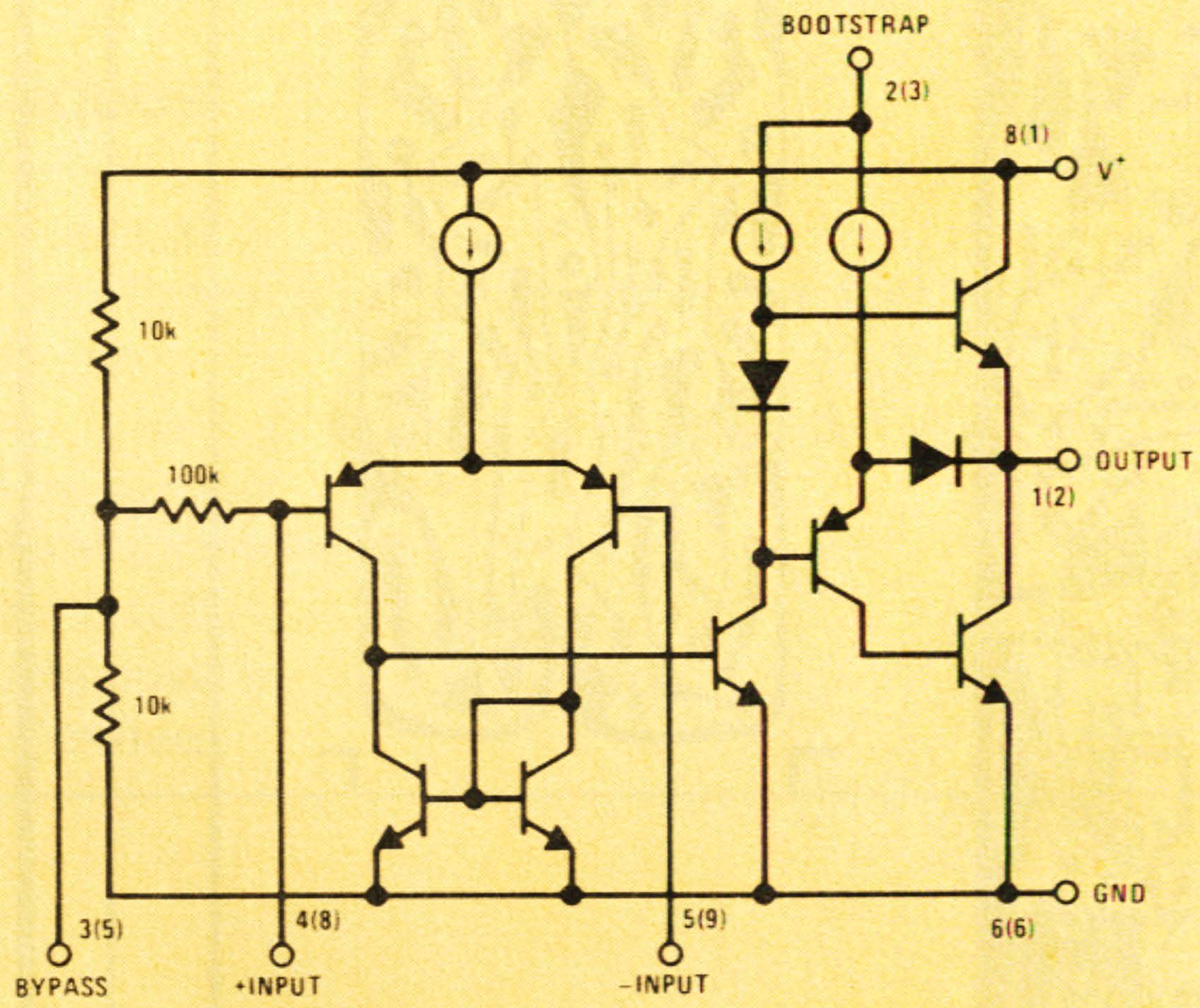
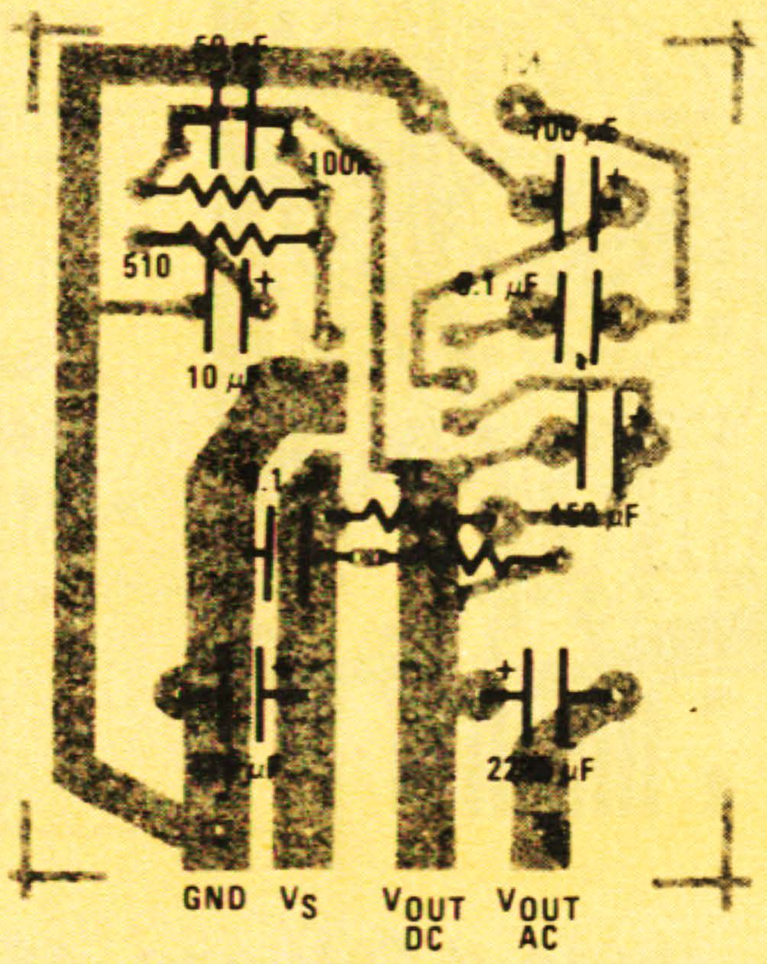


Schéma interne. Sur le LM 1895, la broche 7 n'est pas connectée. Sur le LM 2895, ce sont les bornes 4, 7, 10 et 11, qui ne sont pas utilisées. Les numéros de broches entre parenthèses sont ceux du LM 2895.



Exemple de circuit imprimé pouvant être réalisé à partir de l'application avec gain de 200.

Caractéristiques

Caractéristique	Valeur
Tension d'alimentation	3 à 10 V
Courant d'alimentation (à puissance de sortie nulle)	8 mA typique
Puissance de sortie (V_{alim} = 6 V, charge de 4 Ω)	1,1 W typ.
Puissance de sortie (V_{alim} = 9 V, charge de 8 Ω)	1,1 W typ.
Distorsion (F = 1 kHz, puissance de sortie = 0,5 W)	0,2 %
Tension de bruit (20 Hz – 20 kHz)	1,4 µV
Impédance d'entrée	150 kΩ typ.
Tension d'offset à l'entrée	5 mV

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**45 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris**

Proto classique 48 *heures.*
Proto métallisé 6 *jours.*





**Fabrication
industrielle
et professionnelle
de tout circuits
imprimés
simple face,
double face,
classique
et à liaisons
par trous
métallisés.
(Méthode Pattern
uniquement)**

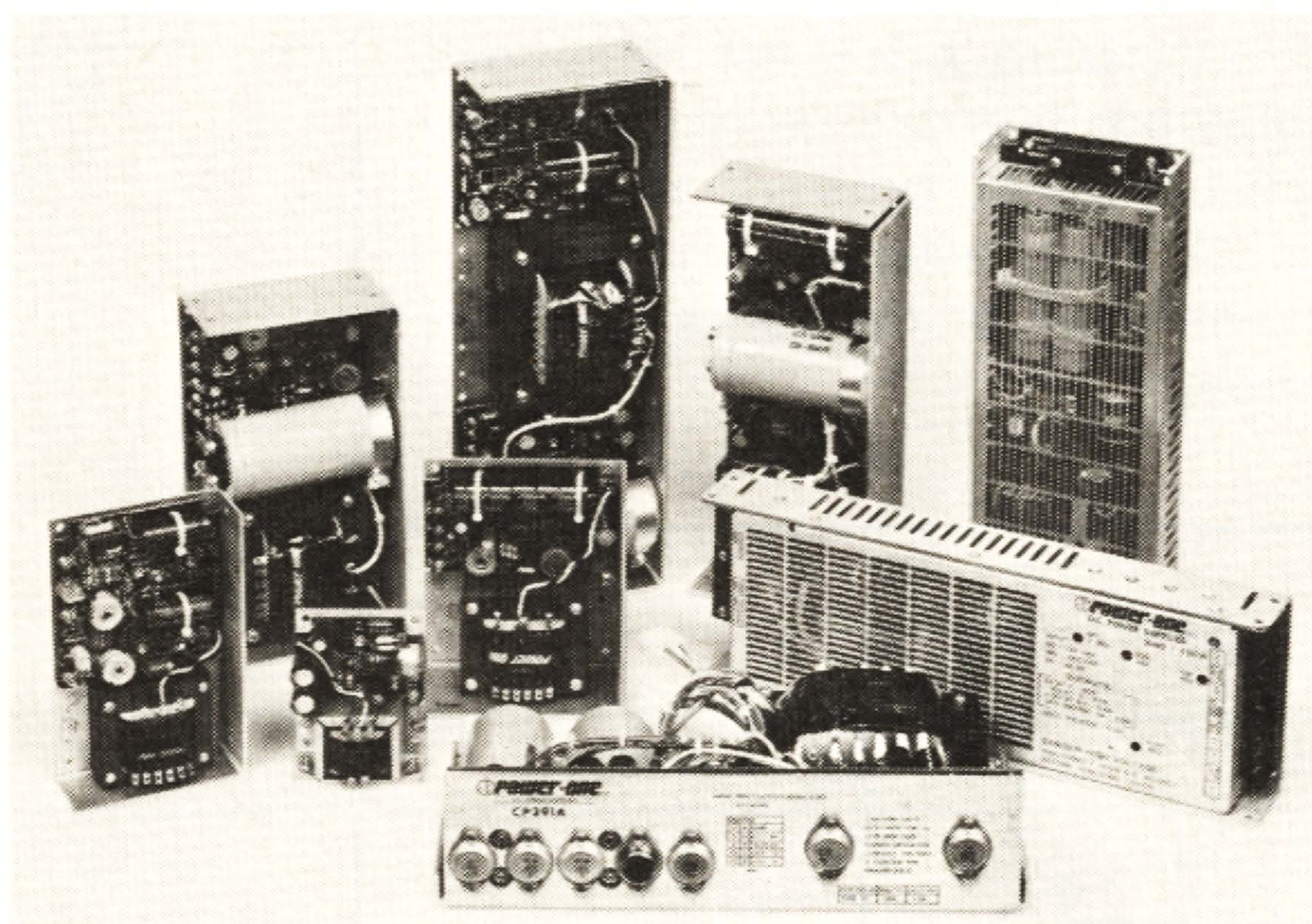
**25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.**

SERVICE-LECTEURS N° 330

CONVERSION D'ENERGIE

UNE GAMME COMPLÈTE D'ALIMENTATIONS
CHÂSSIS OUVERT

**La puissance industrielle de
POWER ONE**



**La millionnième alimentation est sortie de l'usine
POWER ONE début 1981.**

- Technologie régulation série et découpage direct secteur
- Monotension 5 V, 12 V, 15 V, 24 V, 48 V, 200 V, 250 V
- Double tension ± 12 à 15 V, + 5 V – 12 V
- Triple tension 5 V ± 12 V à 15 V
- Quadruple tension 5 V ± 12 V et 4ᵉ tension sélectable (5, 12, 15 ou 24 V)
- Alimentations spécialisées pour tous types de disques : minifloppy, floppy, Winchester pour microprocesseur Intel, Motorola, National Semiconductor

Ces produits sont distribués en exclusivité par :

La source de votre énergie

ACCORD
ELECTRONIQUE

16, RUE DES MEUNIERS / 75012 PARIS
TÉL. : 340.55.46 / TELEX 240038 F

M·X·M 903

SERVICE-LECTEURS N° 252

Fiche technique LM 2878

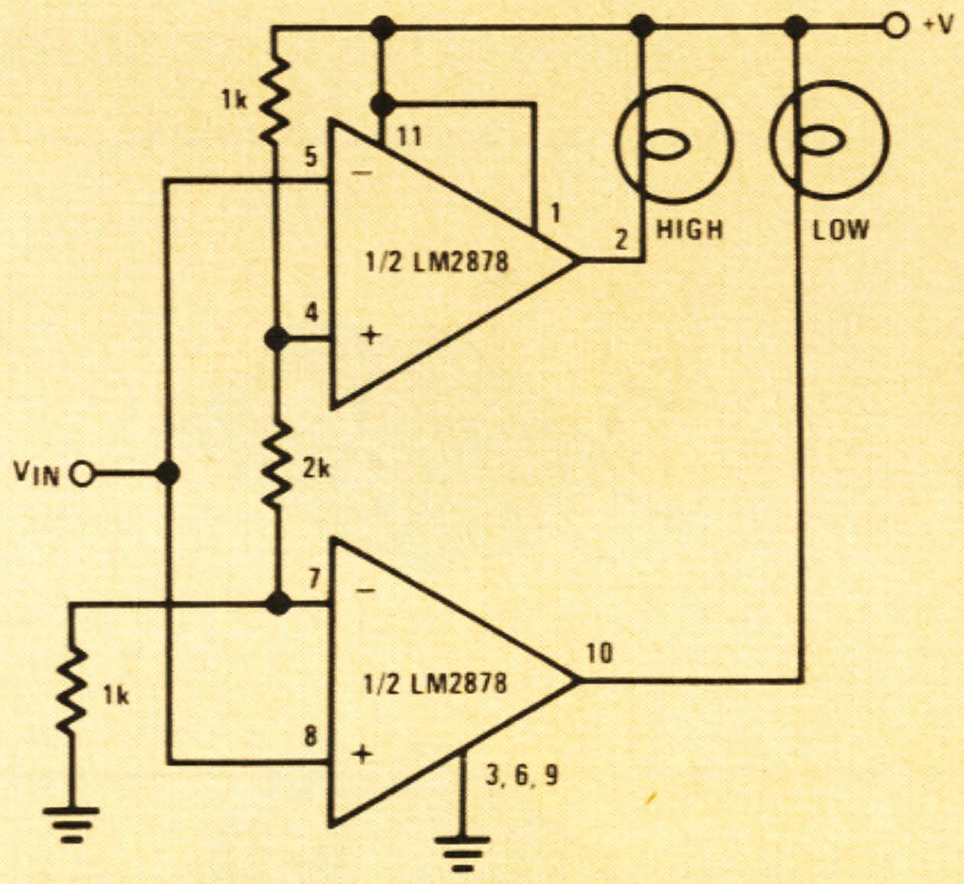
Circuits intégrés linéaires — Double amplificateur BF 2 × 5 W

Fabricant

National Semiconductor

Généralités

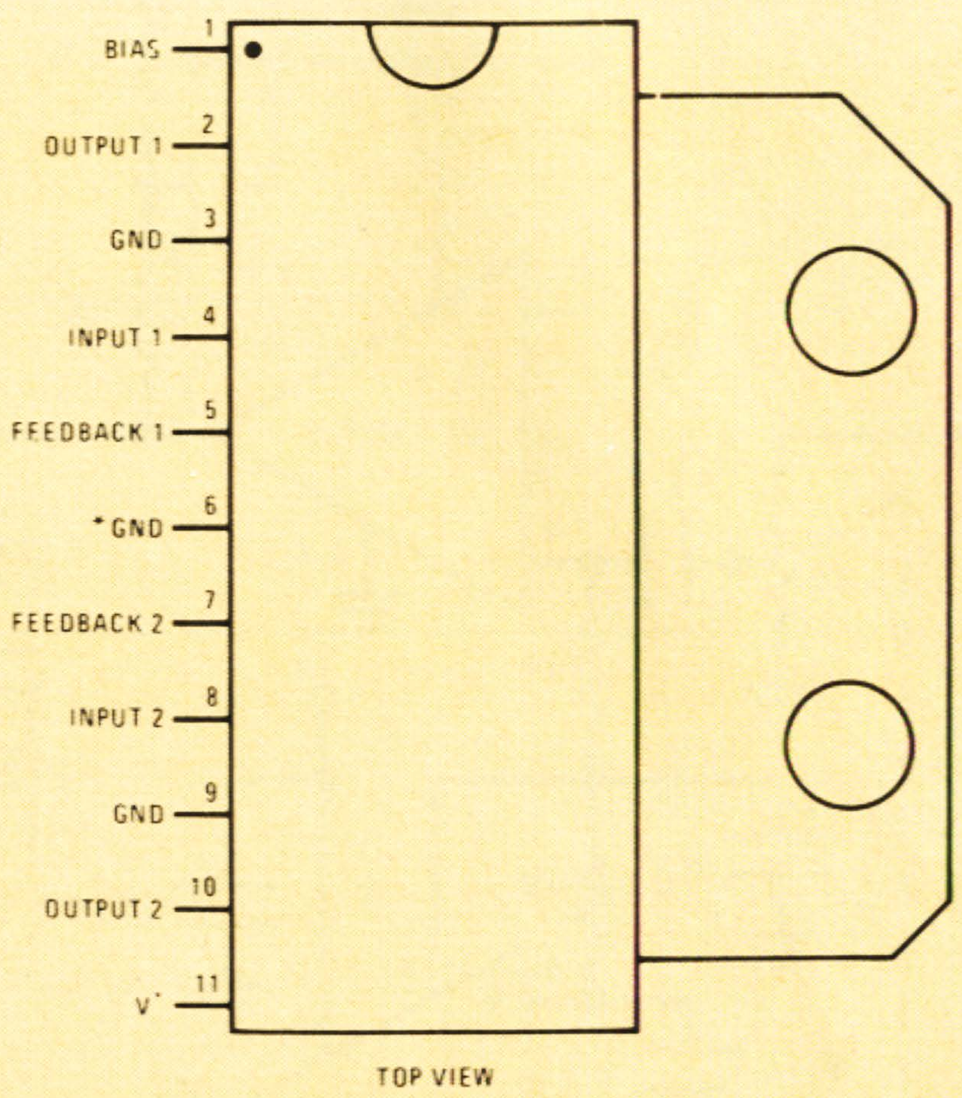
Le circuit intégré LM 2878 est un double amplificateur BF permettant de fournir 5 W par canal sur charges de 8 Ω. Il se distingue particulièrement par son fonctionnement sur alimentations peu régulées jusqu'à 35 V crête. Ses applications sont nombreuses dans l'amplification stéréo de moyenne puissance, et il n'exige que peu de composants extérieurs. La distorsion de croisement est très faible. Ce circuit dispose de protections internes (limiteur de courant, courts-circuits, disjoncteur thermique).



V_{IN}	High	Low
< 1/4 V+	Off	On
1/4 V+ to 3/4 V+	Off	Off
> 3/4 V+	On	Off

◀ Comparateur à fenêtre (commandant des lampes) avec sa table de vérité.

Brochage



Caractéristiques

Tension d'alimentation	6 à 32 V
Courant d'alimentation à puissance de sortie nulle	10 mA typ.
Puissance de sortie (f = 1 kHz, distorsion = 10 %)	5,5 W typ.
Distorsion (f = 1 kHz, puissance de sortie = 0,5 W)	0,15 %
Séparation des canaux	70 dB typ.
Tension d'offset à l'entrée	10 mV
Tension de bruit (20 Hz – 20 kHz)	2,5 µV
Gain en boucle ouverte	70 dB
Impédance d'entrée	4 MΩ

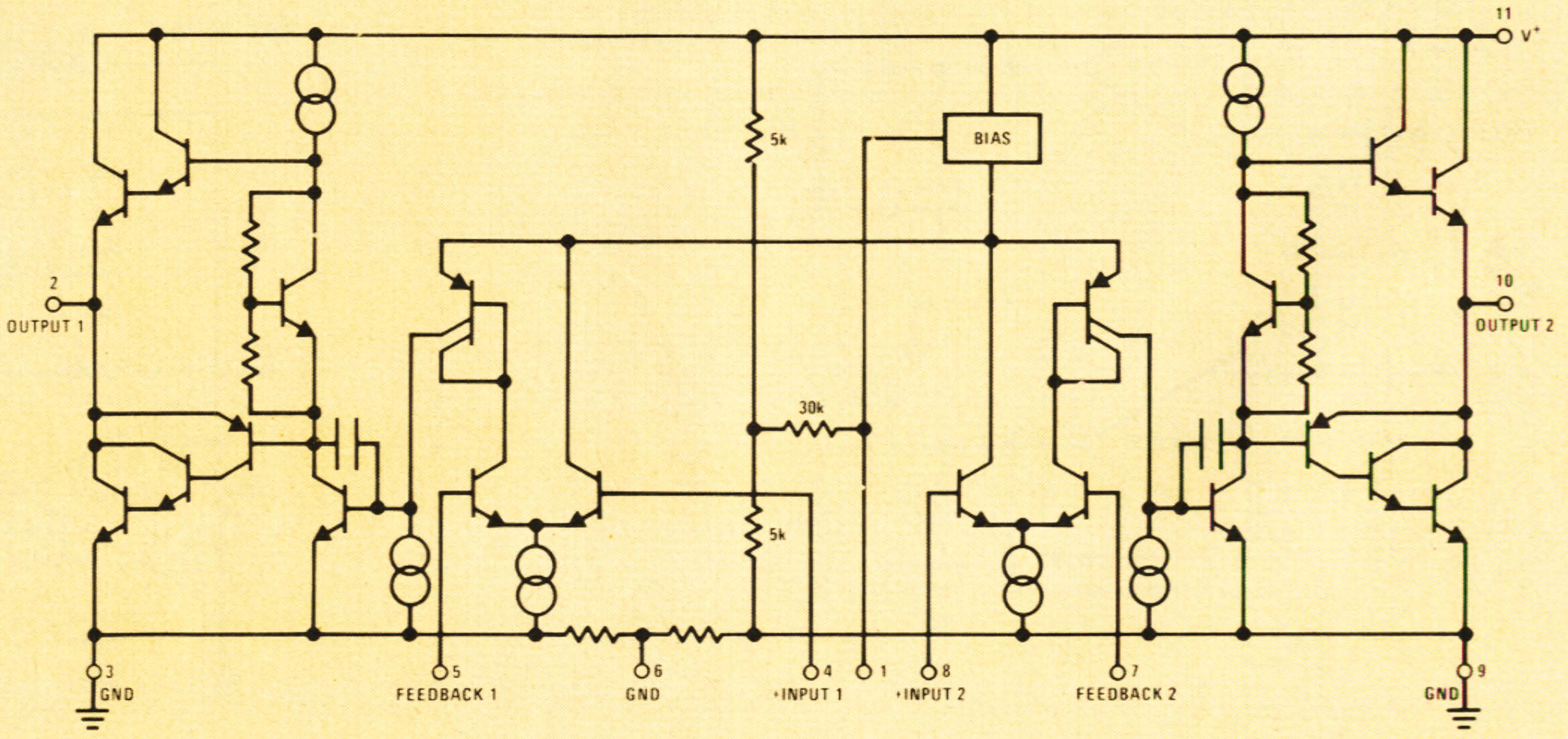
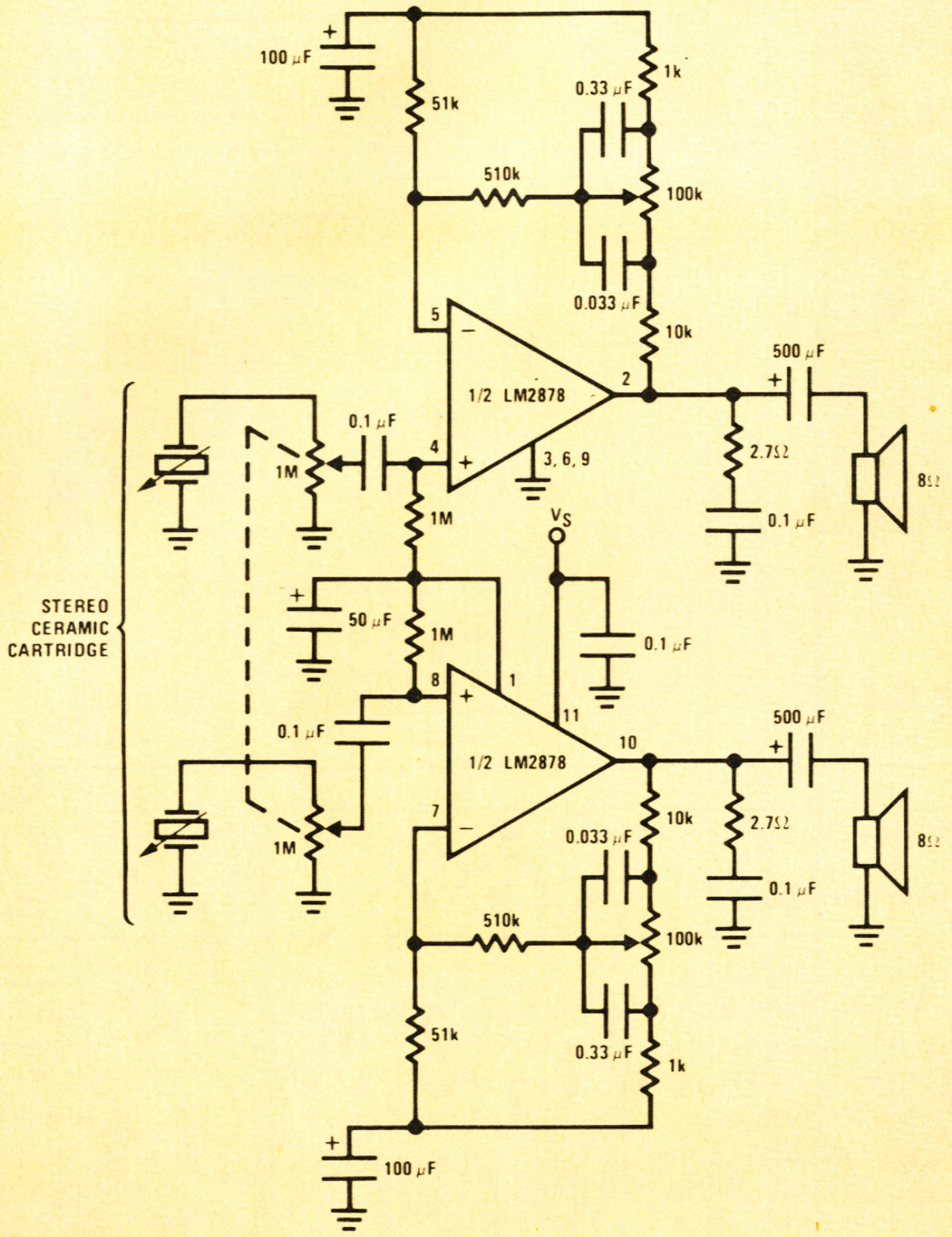
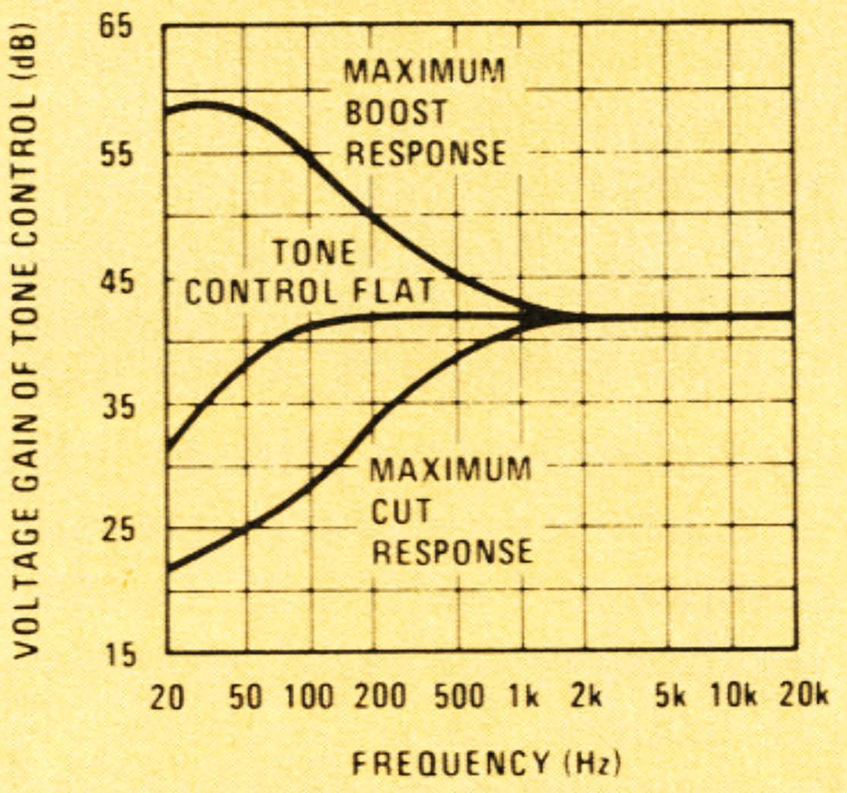


Schéma interne.

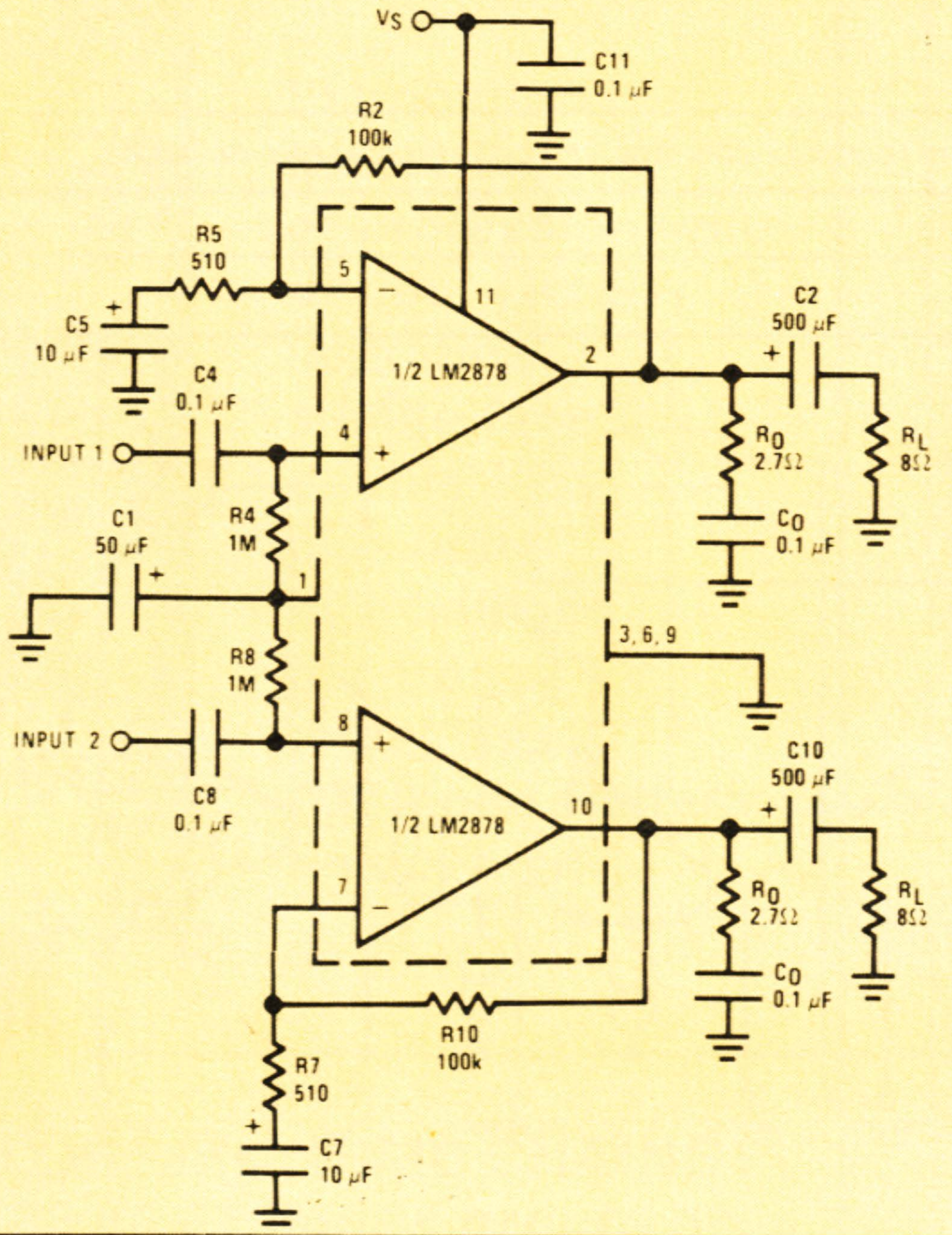
Fiche technique

LM 2878

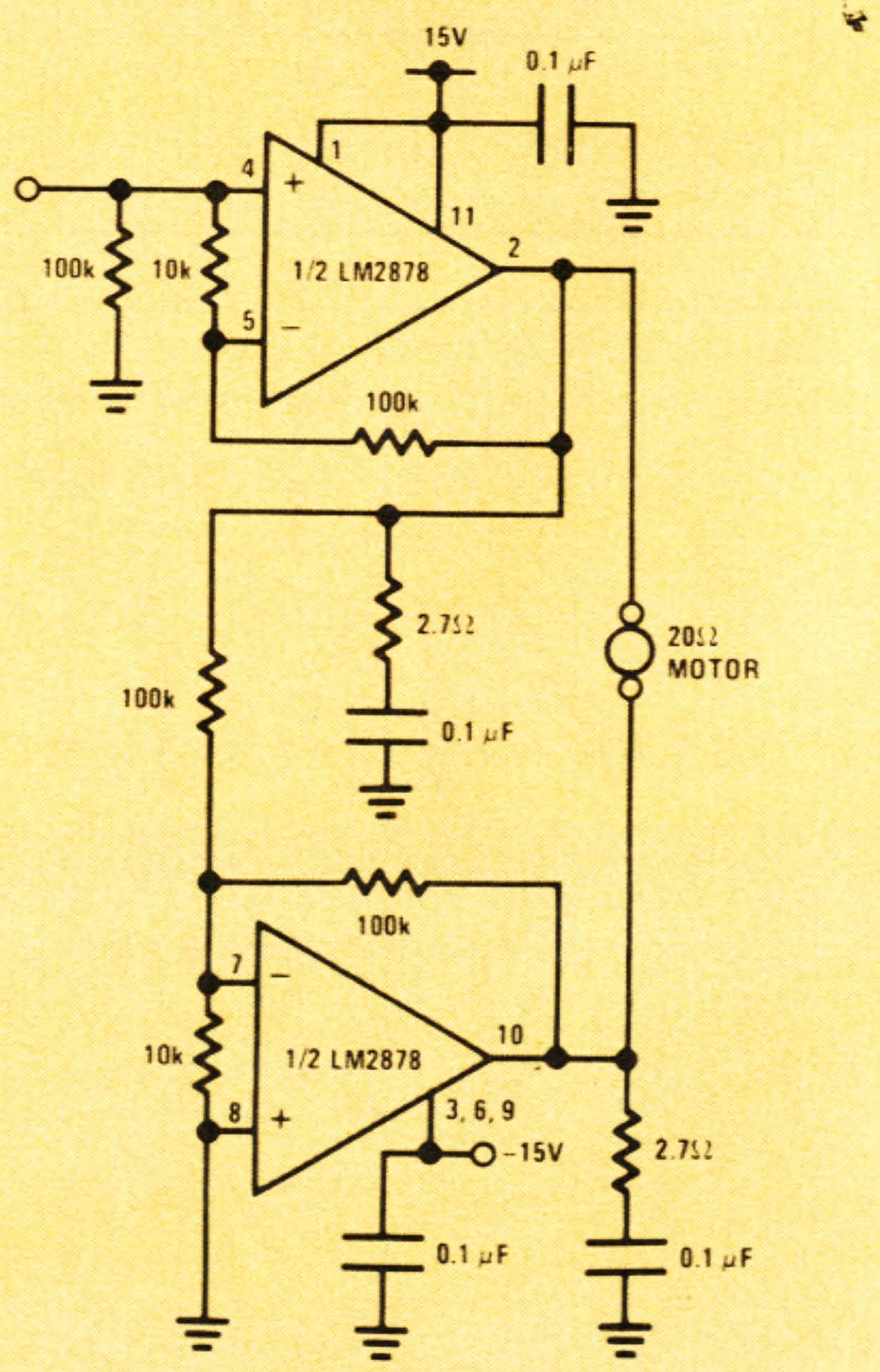




Amplificateur stéréo pour phono avec contrôle de tonalité.



Amplificateur stéréo avec gain de 200.



Amplificateur « servo » pour moteur : montage en pont.

Fiche technique CA 2004

Circuits intégrés linéaires — Amplificateur BF 12 W

Fabricant

RCA

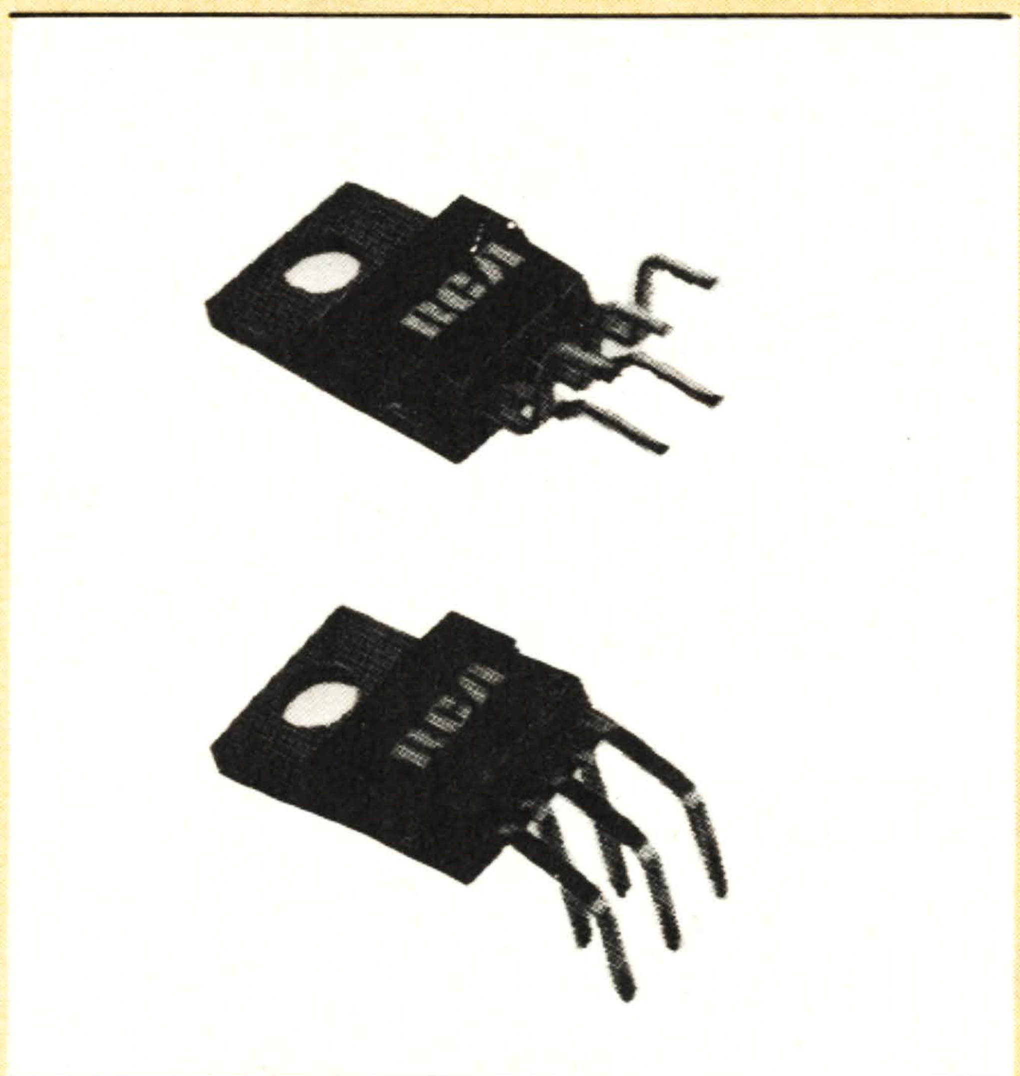
Généralités

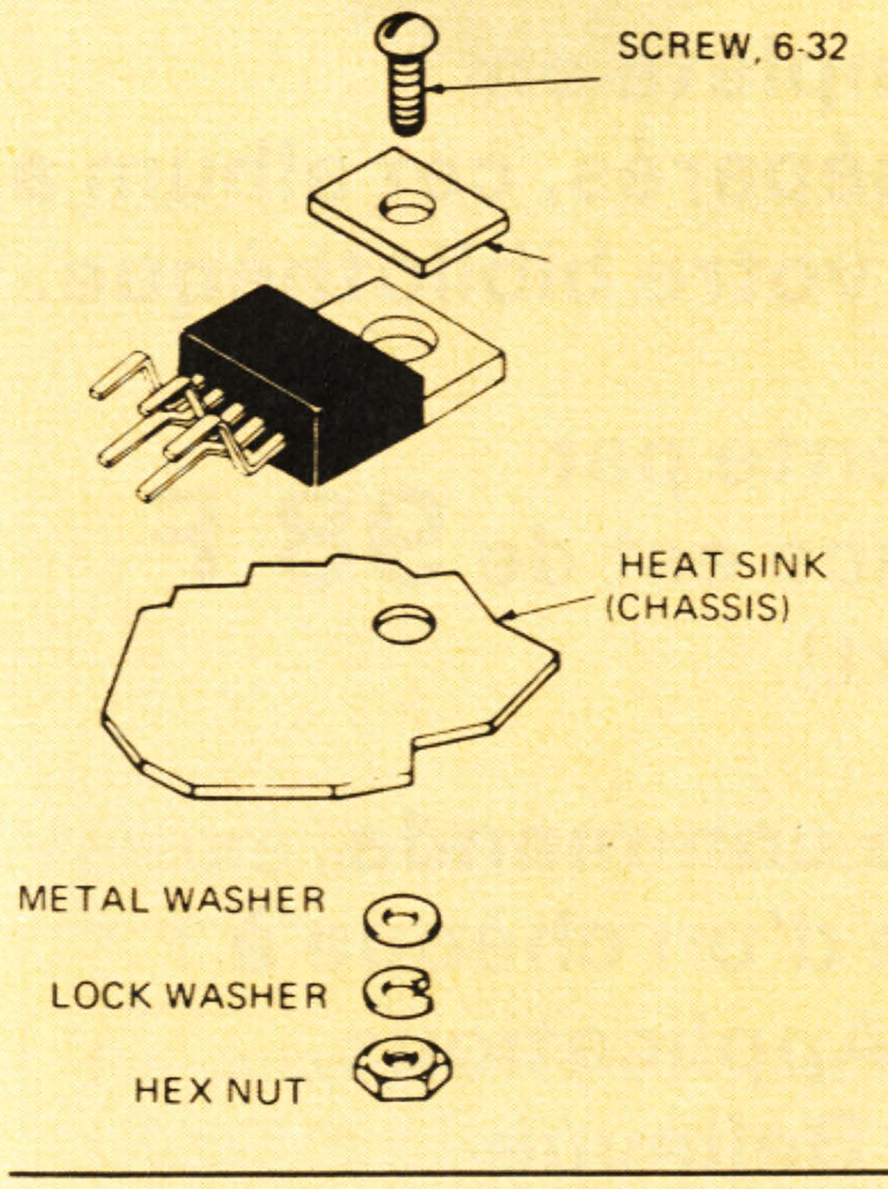
Le CA 2004 est un circuit intégré monolithique destiné à l'amplification BF en classe B sur des charges de faible impédance.

Il ne provoque que de faibles distorsions harmonique et de croisement. Le boîtier (VERSA–V) est du style TO 220 à 5 broches.

Dans le cas d'un câblage horizontal, le pliage de ces broches est différent, et le circuit prend alors la référence CA 2004 M.

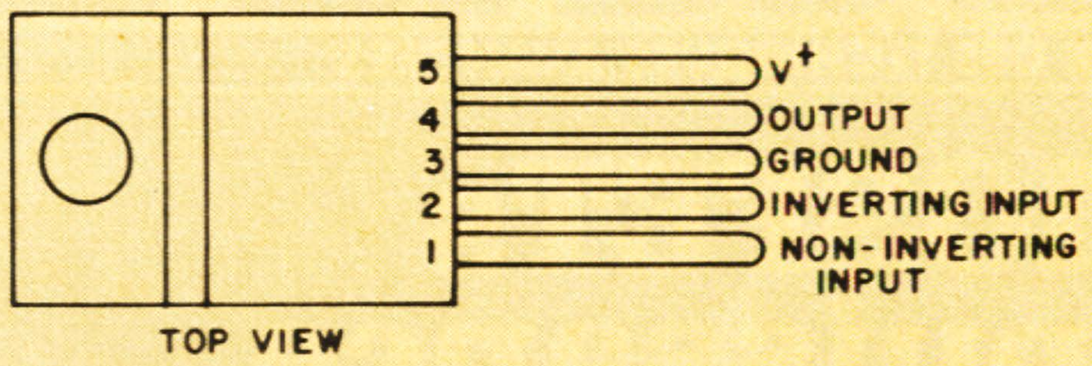
Ce circuit possède une protection thermique interne et ne nécessite que peu de composants extérieurs.





Exemple de montage mécanique du CA 2004 et de son dissipateur.

Brochage



Caractéristiques

Tension d'alimentation maximum	26 V
Courant de sortie maximum	3,5 A
Courant de sortie crête non répétitif	4,5 A
Puissance dissipée maximum à T_{amb} = 90 °C	15 W
Résistance thermique jonction/boîtier	4 °C/W
Puissance de sortie sur charge de 4 Ω	12 W typ.
Puissance de sortie sur charge de 8 Ω	8 W typ.
Tension de saturation à l'entrée	400 mV min.
Impédance d'entrée (à 1 kHz)	150 kΩ typ.
Gain en boucle ouverte (f = 1 kHz ; charge = 8 Ω)	80 dB typ.

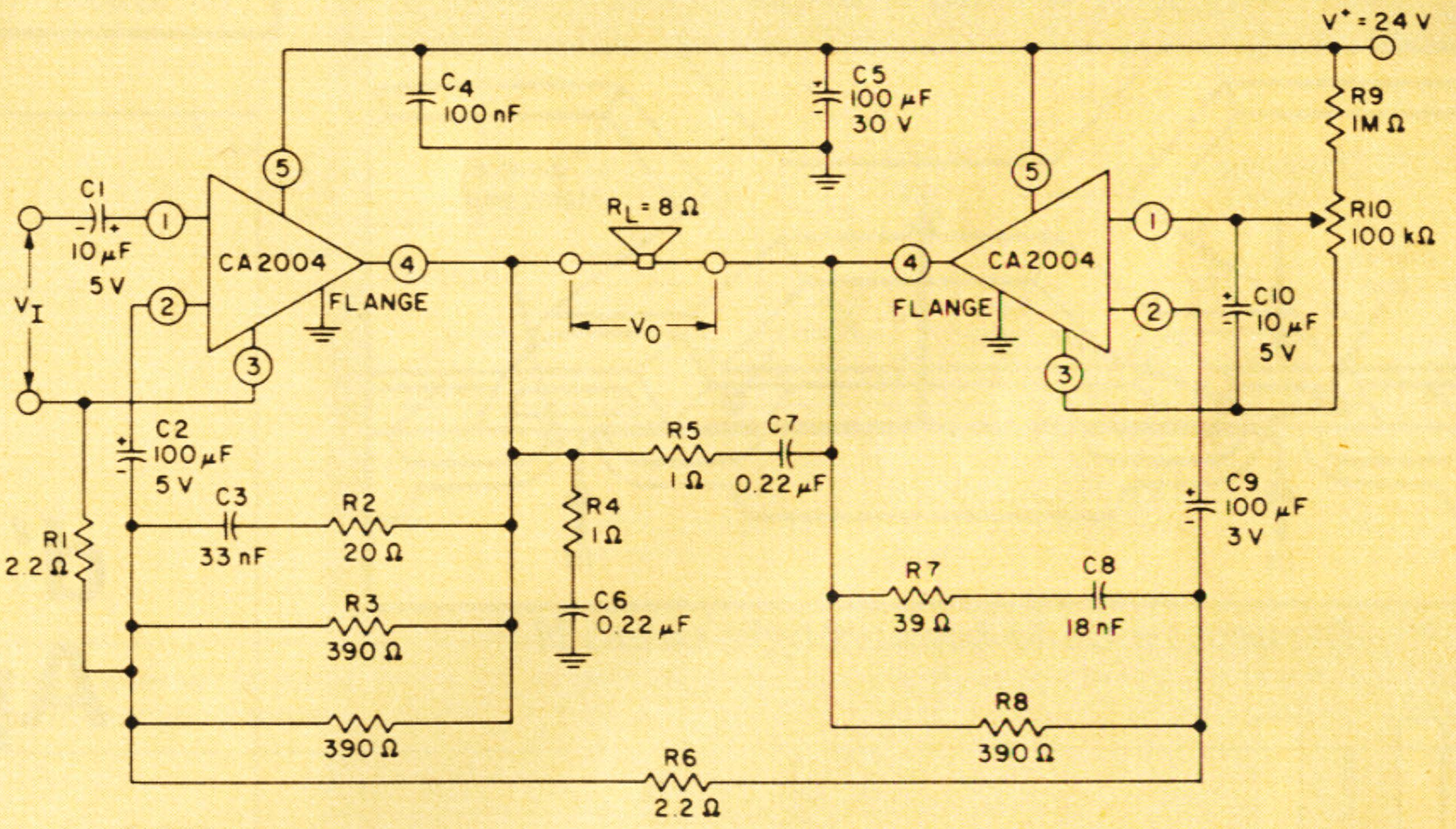


Schéma d'application : amplificateur 25 W en pont utilisant deux CA 2004.

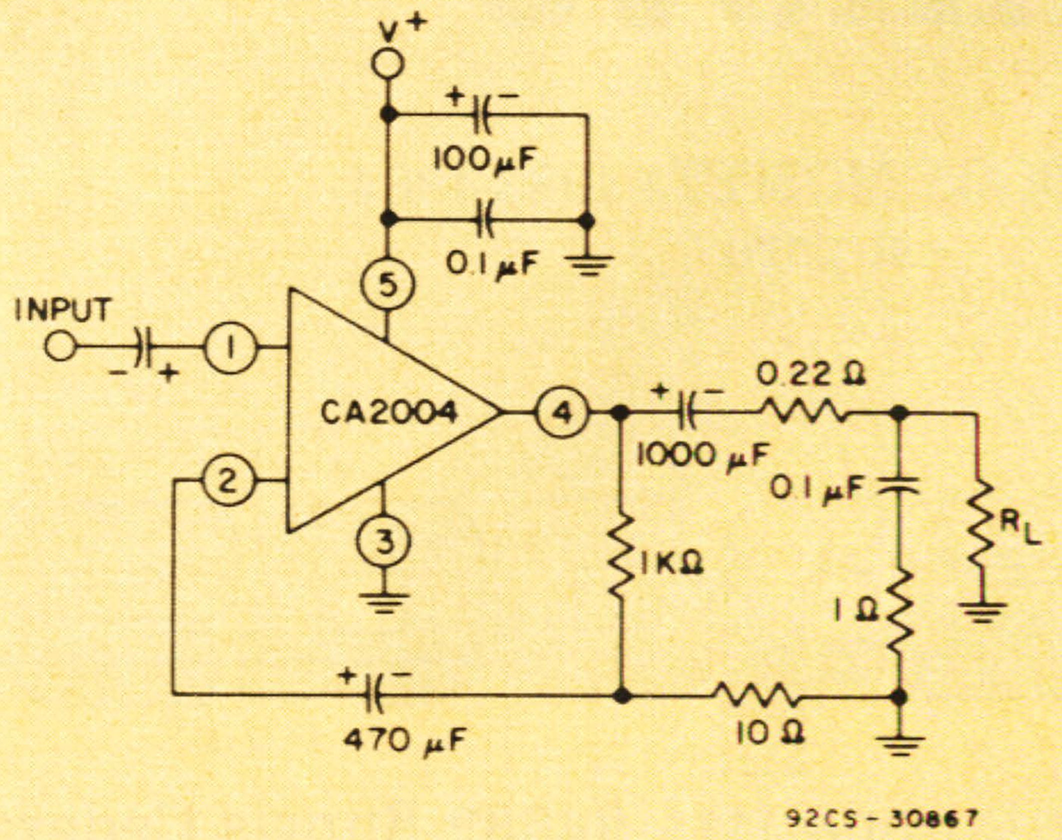
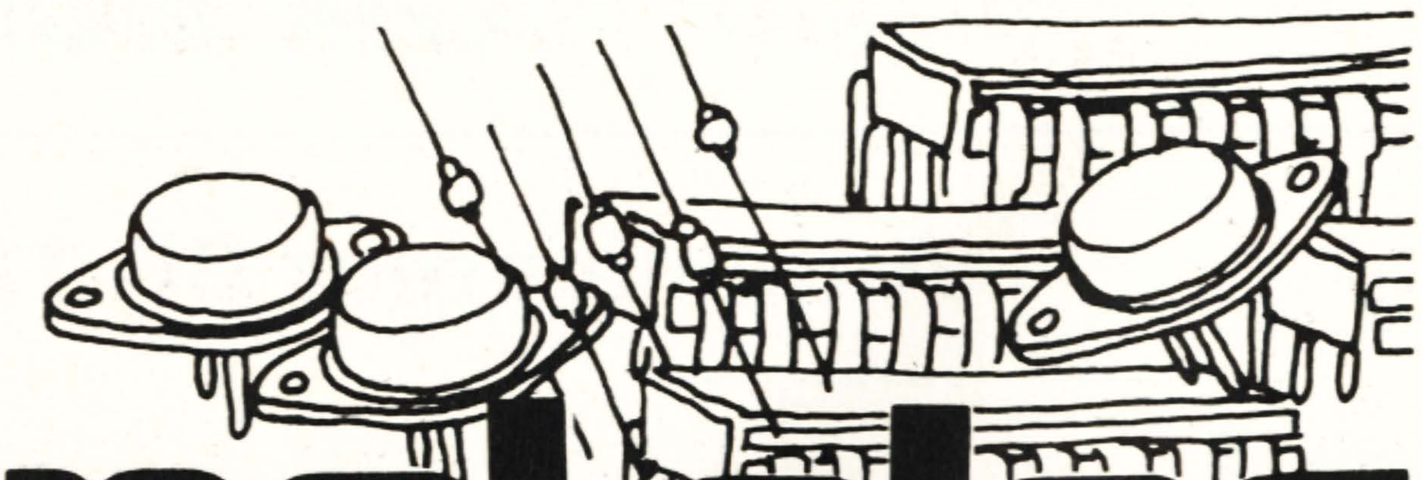


Schéma d'application typique.



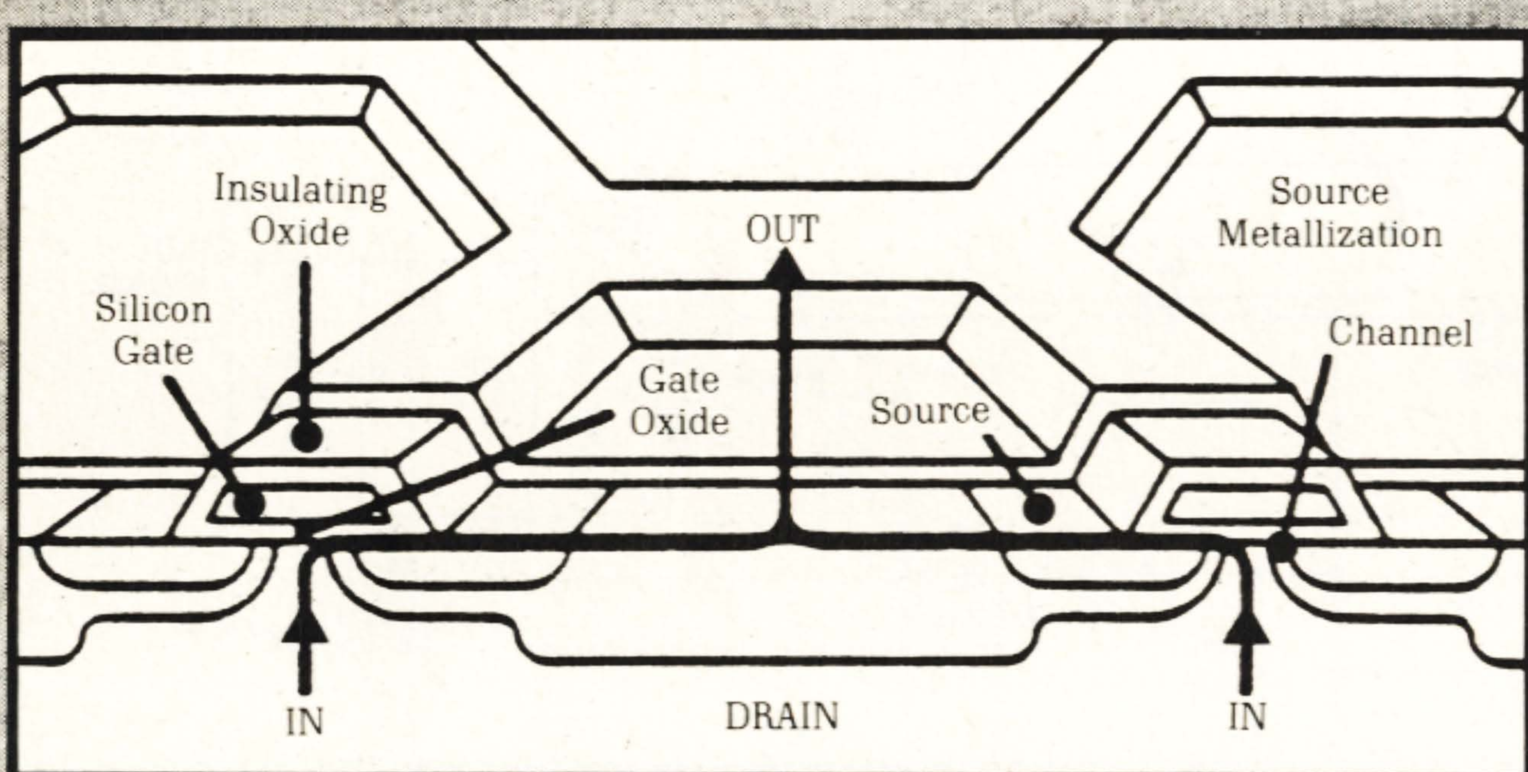
spetelec
PIONNIER DES TECHNIQUES AVANCÉES

MOSFETs de puissance

UFN totalement compatible IRF

Une série complète en 5 boîtiers :

TO-220 - de 60 à 500 V - de 1,5 à 27 A
$R_{DS\ (ON)}$ de 0,085 à 3,6 Ω
TO-3 - de 60 à 500 V - de 2,5 à 40 A
$R_{DS\ (ON)}$ de 0,055 à 3 Ω
TO-39 - de 60 à 500 V - de 2,2 à 8 A
$R_{DS\ (ON)}$ de 0,18 à 1,5 Ω
TO-92 - 60 à 100 V - 1 A
$R_{DS\ (ON)}$ 1,5 Ω
DIP (4 broches) de 60 à 200 V - de 0,5 à 1,3 A
$R_{DS(ON)}$ de 0,3 à 2,4 Ω



Structure de la technologie canal N

UNITRODE
innove

Le DATA BOOK MOSFETs 1983-1984
est paru

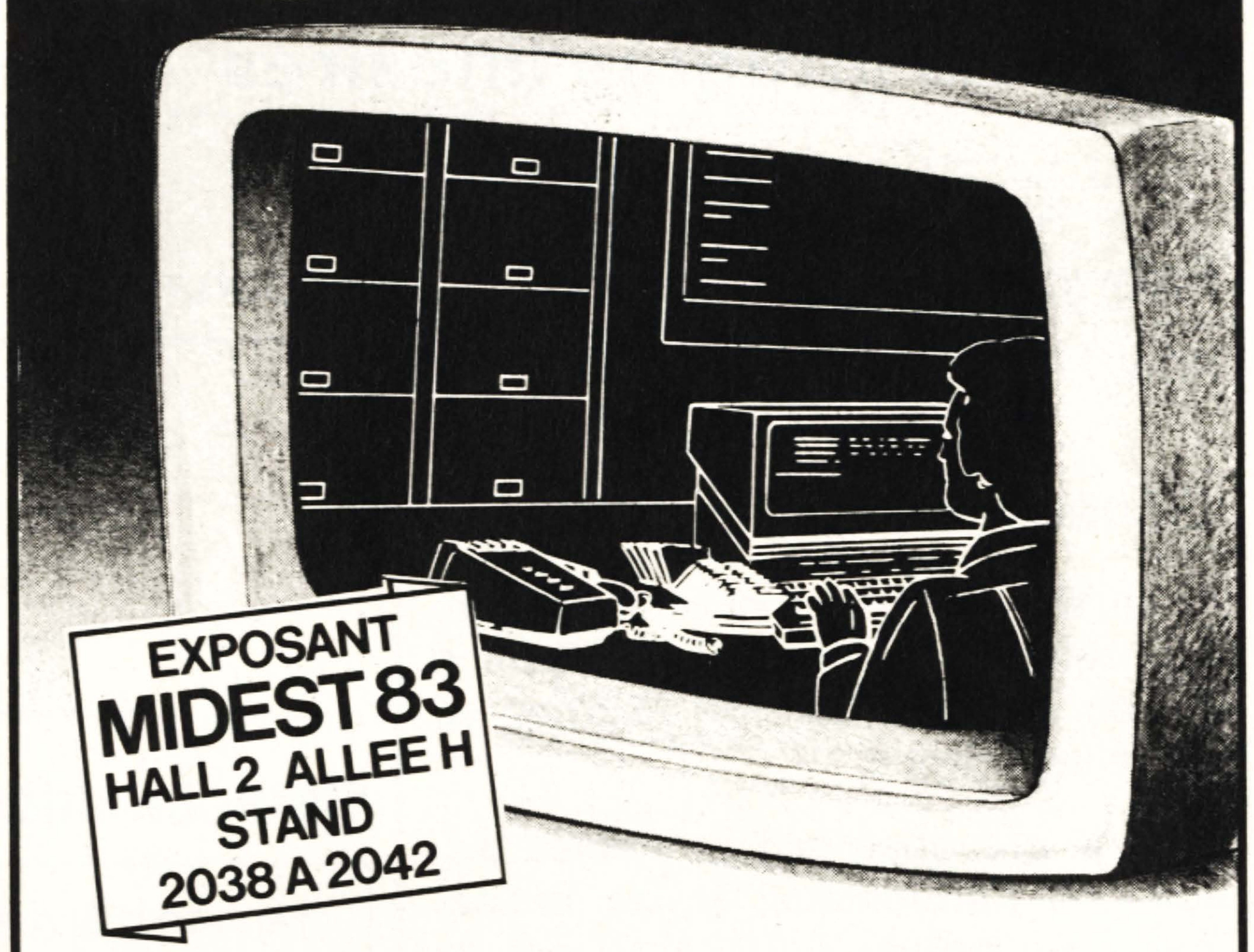
bropub 530

spetelec

SPETELEC: Tour Europa 111 - 94532 Rungis Cedex
Tél. : (1) 686.56.65 - Télex : 250 801

SERVICE-LECTEURS N° 254

BOMOCY

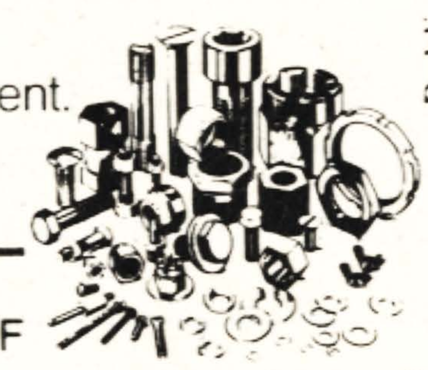


LA FORMULE INTEGREE

BOMOCY ASSURE

Stocks de sécurité personnalisés.

Capacité de production - Contrôles qualité.
Conseils techniques dans sa spécialité.
Respect des délais contractuels d'approvisionnement.



Publi-Est Nancy

BOMOCY S.A. - 77552 MOISSY-CRAMAYEL Cedex
Tél: (6) 060.01.25 (lignes groupées) Télex : 692.996 F

SERVICE-LECTEURS N° 260

L'album 1982 d'Electronique Applications

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix de vente par correspondance est de 98 F (franco de port).

**Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à :
Electronique Applications,
2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19.**

Fiche technique CA 3131 EM et CA 3132 EM

Circuits intégrés linéaires — Amplificateur BF 5 W

Fabricant

RCA

Généralités

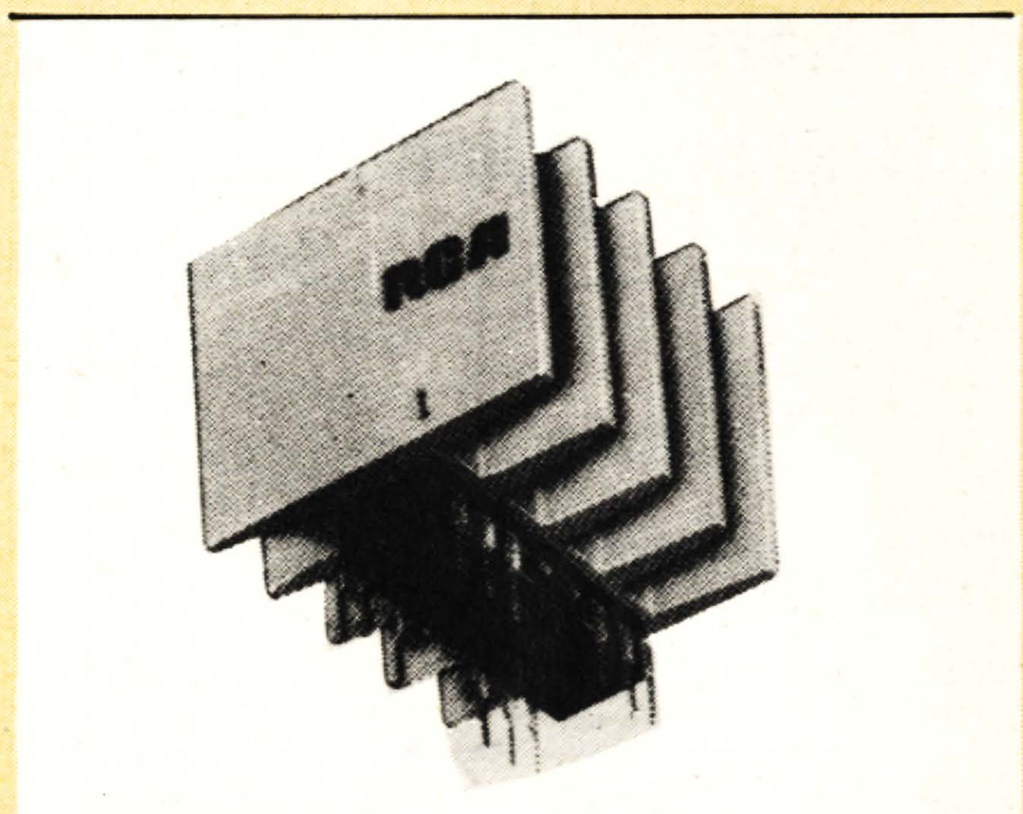
Les circuits CA 3131 EM et CA 3132 EM sont des amplificateurs audio à préampli incorporé et sont encapsulés dans un boîtier pourvu d'un dissipateur permettant de dissiper 5 W à la température ambiante de 25 °C.

Le modèle CA 3131 EM est équipé d'un circuit de contre-réaction interne qui fixe le gain de l'amplificateur à 48 dB.

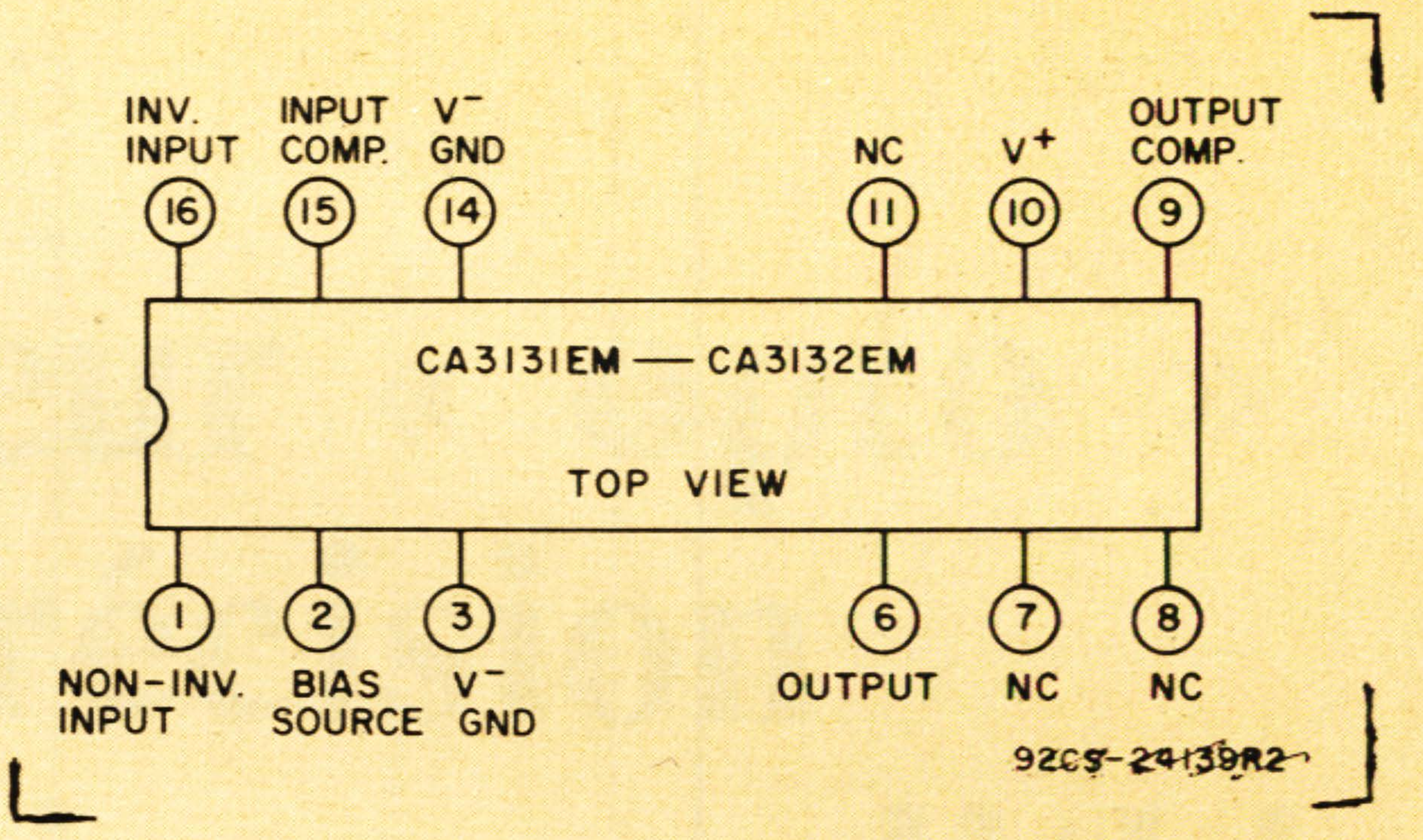
En revanche, le CA 3132 EM doit être contre-réactionné à l'aide de composants extérieurs, ce qui laisse toute latitude à l'utilisateur de régler les paramètres de gain selon chaque application.

Le CA 3131 EM est électriquement équivalent au SN 76013 et compatible broche à broche.

Il en est de même pour le CA 3132 EM avec le SN 76023.



Brochage



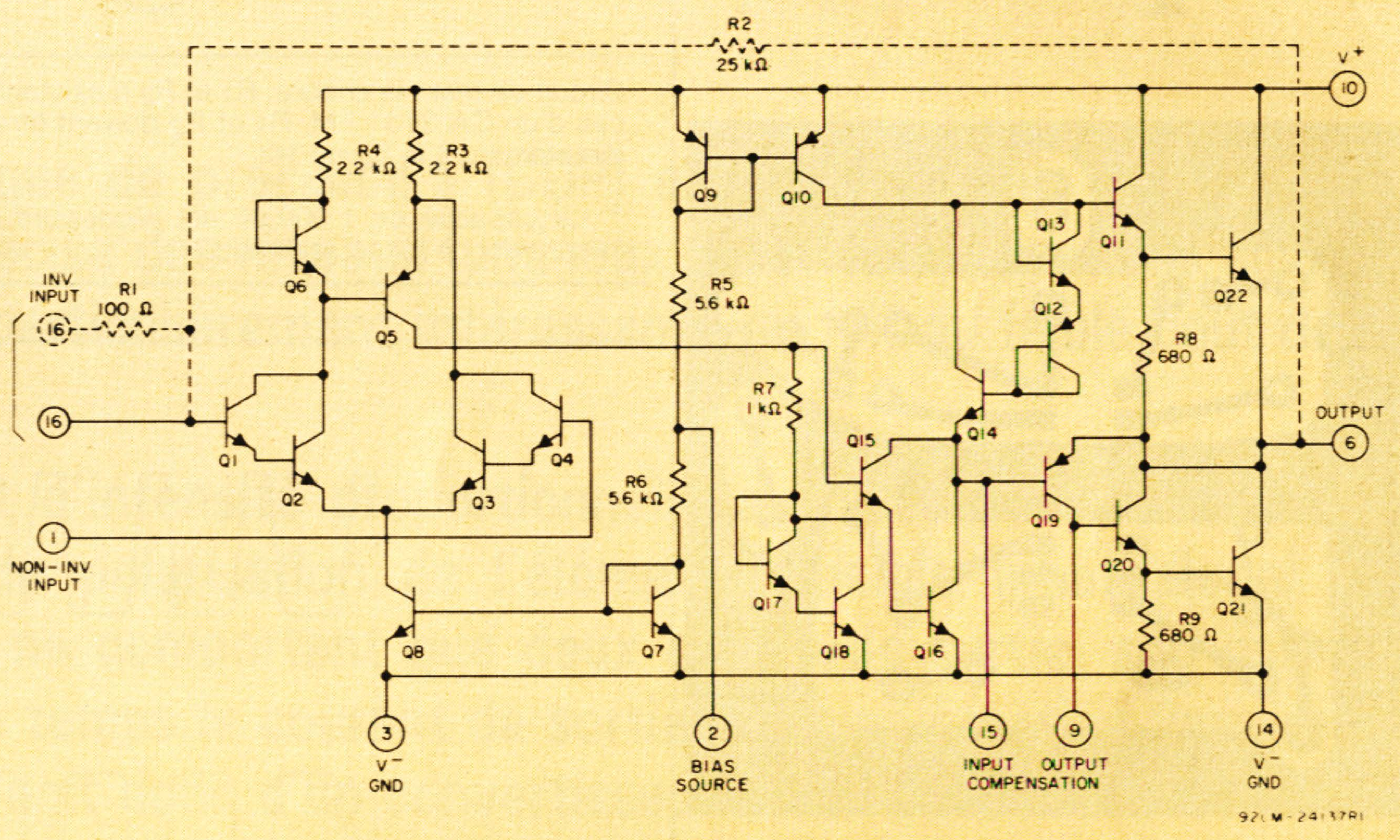
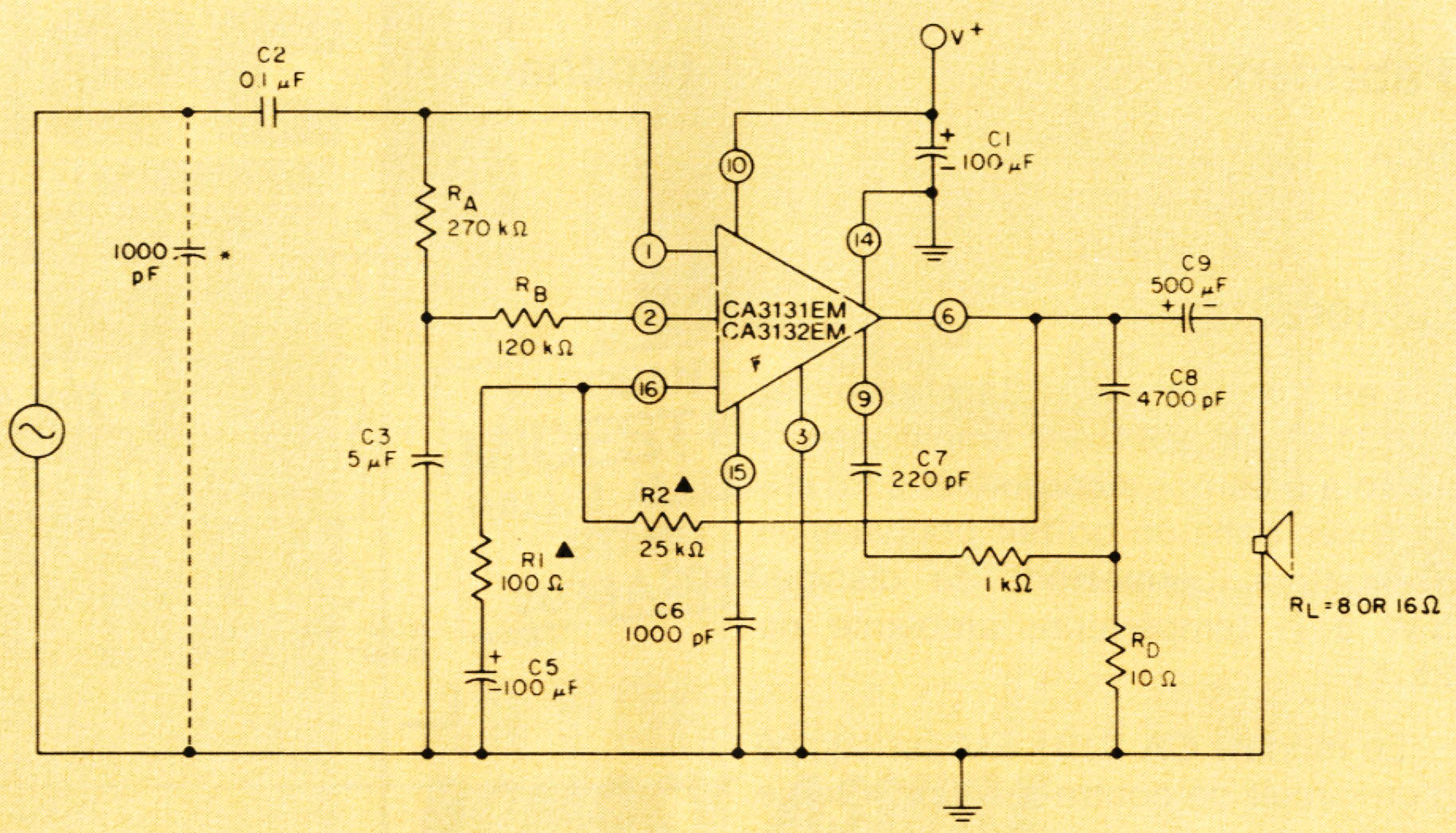


Schéma interne : la partie de circuit en pointillé (incluant R_1 et R_2) n'existe que sur le CA 3131 EM (contre-réaction interne).

Valeurs limites absolues

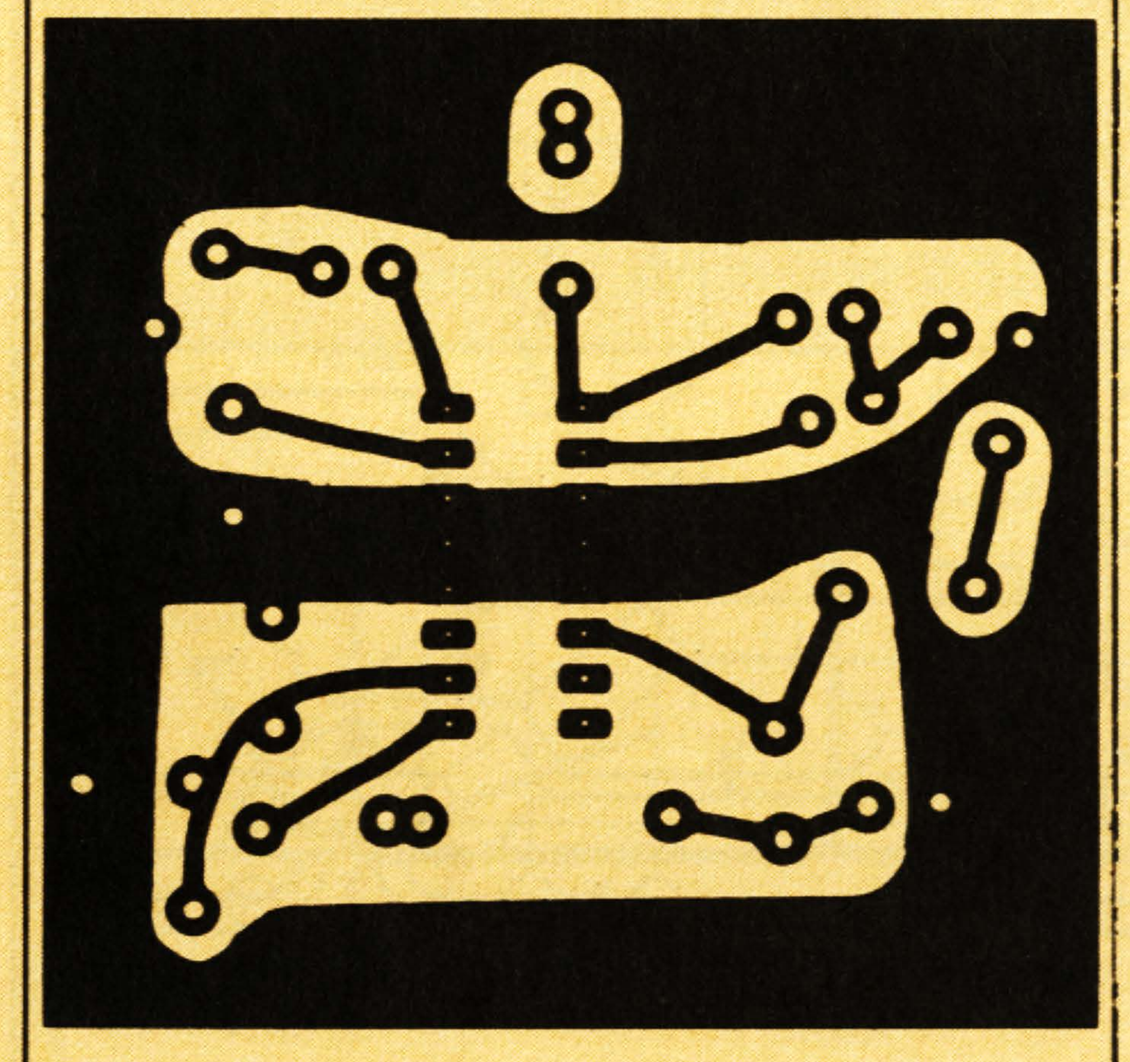
Tension d'alimentation	28 V
Puissance de sortie permanente (charge de 8 Ω et V_{alim} = 24 V)	8 W RMS
Impédance de charge minimum	8 Ω
Température ambiante maximum (à P = 6 W)	70 °C

Fiche technique CA 3131 EM et CA 3132 EM

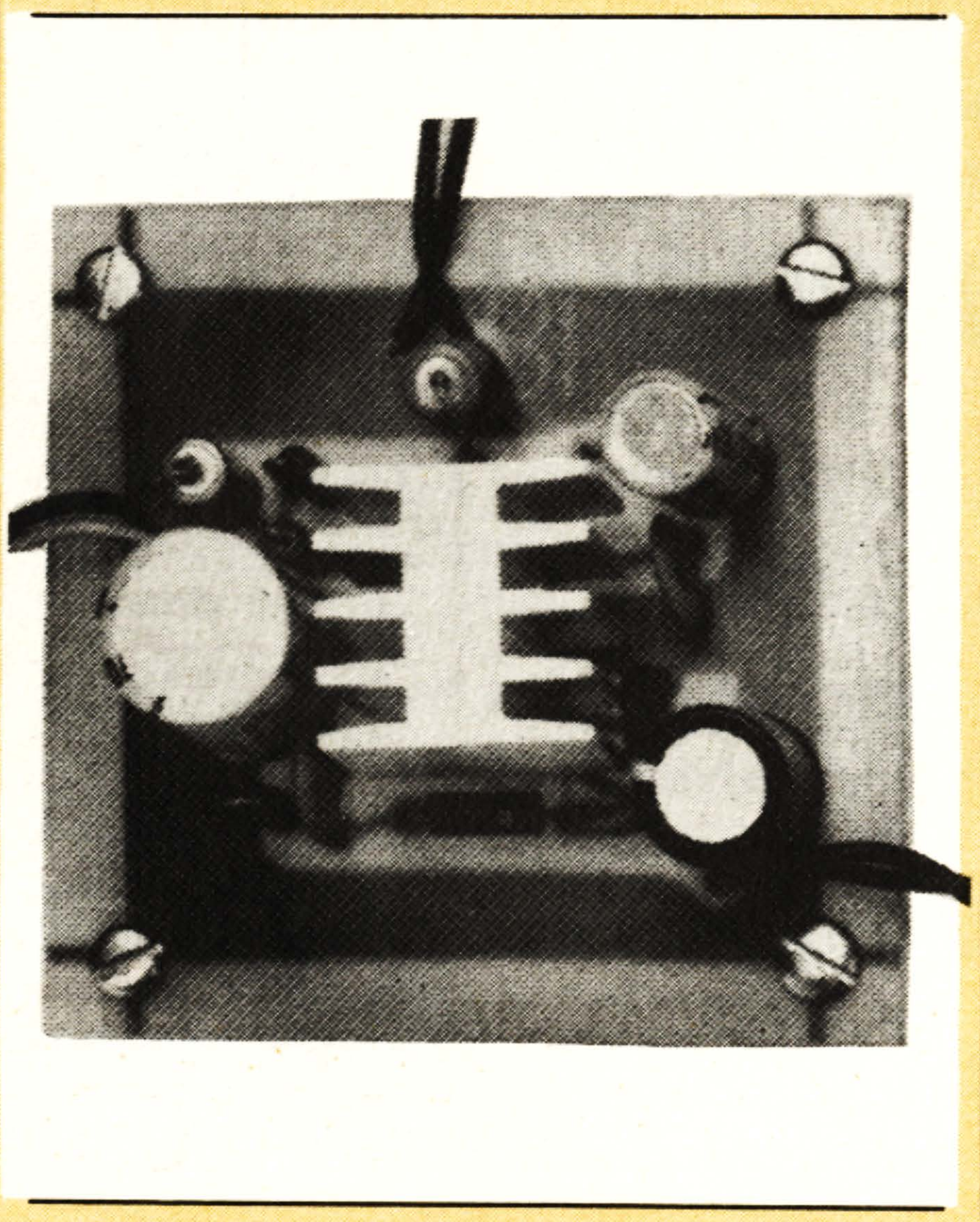


Circuit de test : là encore, R_1 et R_2 n'existent à l'extérieur que si l'on utilise un CA 3132 EM. Dans le cas d'un CA 3131 EM, R_1 et R_2 doivent être supprimées et le condensateur C_5 est alors connecté directement à la borne 16.

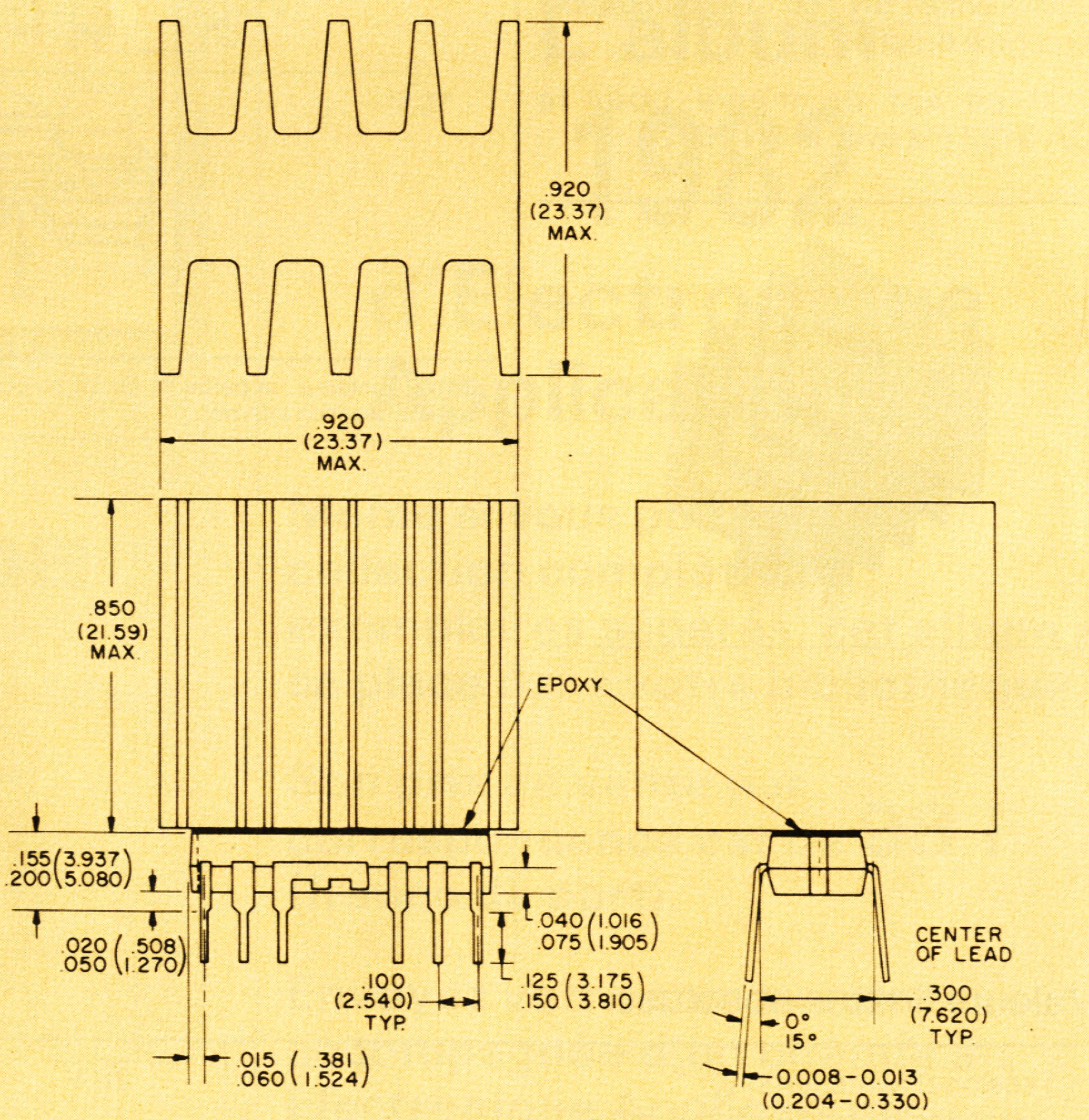
* La capacité de 1 000 pF est nécessaire à l'entrée si celle-ci peut être laissée « en l'air » à un instant donné (prise, jack, etc.).



Un exemple de circuit imprimé (vue côté cuivre) pour le CA 3131 EM.



Implantation des composants de ce circuit.



Caractéristiques dimensionnelles. Les cotes mises entre parenthèses sont en millimètres (les autres, qui les précèdent, sont en « pouces »).

**Ni photorésistance, ni photodiode, ni phototransistor :
mais un circuit « dans le COP ».**

Composants

Un capteur « opto » de précision en technologie monolithique

Le « capteur optoélectronique de précision » (COP) est une nouvelle approche du problème posé par la mesure précise des niveaux lumineux dans les applications électroniques ; il apporte une solution particulièrement intéressante du fait du faible coût de sa technologie monolithique.

Le COP fournit un courant d'intensité proportionnelle au niveau de lumière incidente. La source du courant de polarisation de l'élément sensible (photodiode) est intégrée sur la puce. Le circuit ne comportant que deux pattes de sortie, son courant d'alimentation (qui est en même temps le courant de sortie) est une fonction linéaire du niveau de lumière incidente. Il s'agit donc d'un convertisseur tension/courant tout à fait autonome.

Présentation

Ce capteur optoélectronique de précision, dans un boîtier TO 92 transparent, ou bien encore dans un boîtier dénomination JEDEC (TO 18 muni d'une lentille sur sa face supérieure), peut remplacer directement photodiodes et phototransistors.

En fait, le COP représente une solution plus satisfaisante par plusieurs côtés. Tout d'abord, sa sensibilité (60 μA/lux pour une température de couleur de 2 850 °K) est comparable à celle d'un phototransistor ; mais, à l'inverse de ce dernier, la sensibilité du COP est garantie à ± 5 % de sa valeur nominale. De plus, sa linéarité est également garantie à ± 5 % pour une variation de niveau de lumière incidente de 10 à 2 000 lux.

Enfin, avec une réjection des variations de la tension d'alimentation $(\Delta Io/Io)/\Delta V$ de 0,3 %, le COP peut fonctionner dans une plage de tensions de 2,7 à 24 V.

Nécessité de la précision dans un élément photosensible

Une multitude d'applications exigent une conversion linéaire précise d'énergie lumineuse en une grandeur électrique. Cette conversion est traditionnellement effectuée par des composants tels que photorésistances, photodiodes ou phototransistors. Les limitations de ces composants rendent extrêmement difficile – et coûteuse – une conversion précisément linéaire :

– Les **photorésistances** sont des composants dont la résistance varie en fonction de la lumière. Elles sont, cependant, très peu précises et sont de plus affectées d'une certaine mémorisation des niveaux lumineux, c'est-à-dire que la réponse d'une photorésistance à un niveau lumineux dépendra du niveau lumineux ambiant antérieur. Pour une mesure de lumière relativement précise, on devra donc contrôler le niveau lumineux ambiant moyen. De plus, du fait de la grande dispersion des caractéristiques d'une pièce à l'autre, il faudra prévoir une calibration extérieure (réglage de gain d'ampli, de seuil de comparateur, etc.).

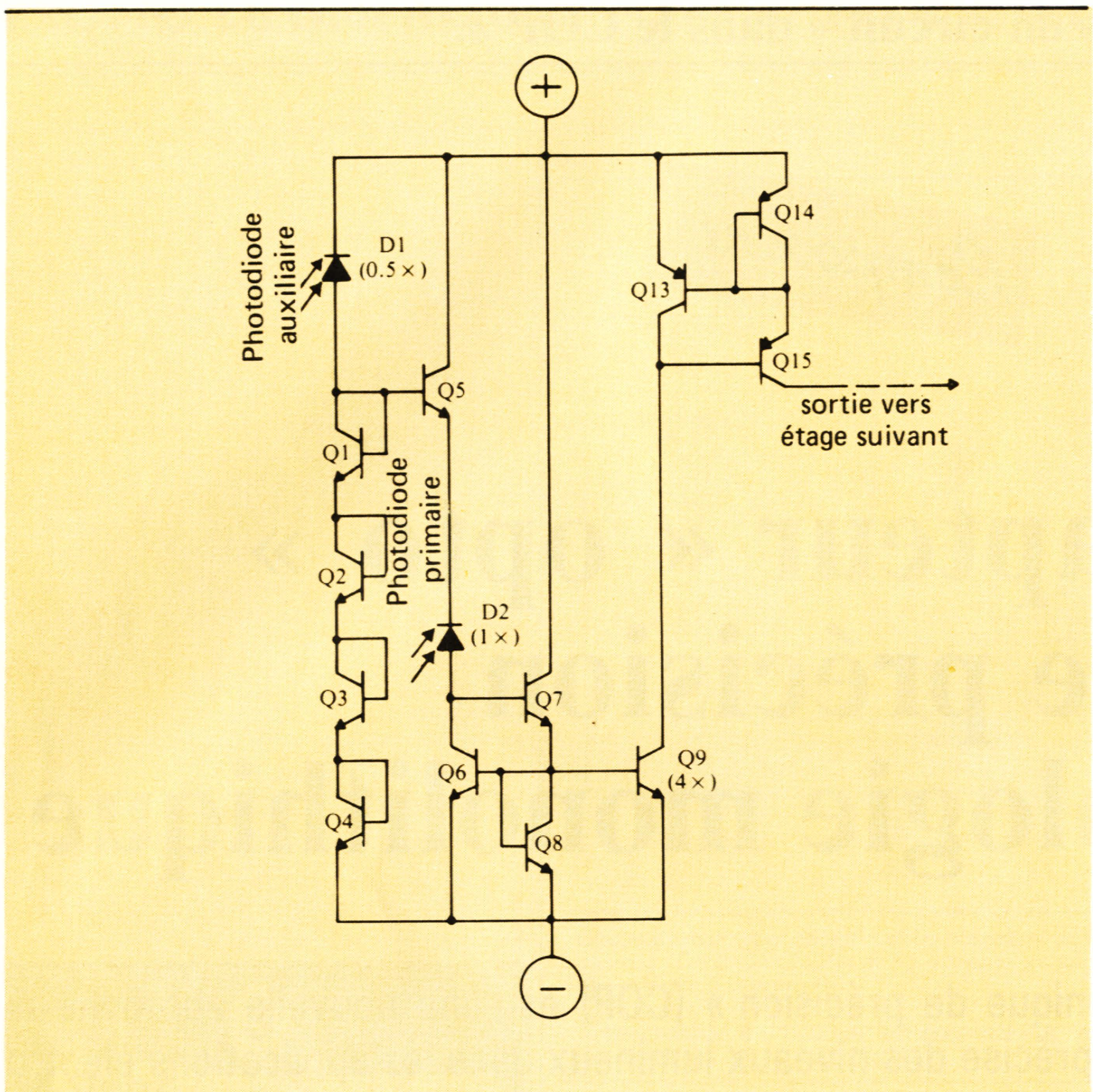


Fig. 1.

– Les **phototransistors** fournissent un courant de sortie proportionnel au niveau de lumière incidente. Ils réagissent généralement beaucoup plus rapidement que les photorésistances et ne présentent pas de phénomène de mémorisation. Cependant, les tolérances de diffusion et les variations de gain entraînent une forte dispersion de la sensibilité d'une pièce à l'autre. Cette dispersion peut atteindre ± 5 % pour des pièces d'un même type.

– Les **photodiodes** se caractérisent par une réponse en courant essentiellement linéaire en fonction de la lumière. Leur inconvénient réside surtout dans leur faible sensibilité, de l'ordre de quelques centaines de nanoampères par lux. De plus, on observe également une dispersion des caractéristiques d'une pièce à l'autre, jusqu'à ± 25 %.

Le dispositif idéal qui permettrait d'obtenir une réponse précisément linéaire, et à un niveau exploitable, serait un système combinant la linéarité d'une photodiode et le niveau de sortie – et la précision – d'un amplificateur de courant calibré. Un tel dispositif, onéreux et encombrant, serait avantageusement remplacé par un composant monolithique. Ce composant serait alors en mesure de remplacer les éléments photosensibles classiques dans la plupart de leurs applications.

C'est le concept qui a servi au développement du COP.

Concept du circuit de base

La **figure 1** représente un schéma simplifié du COP. Dans cette configuration, le COP est constitué principalement d'une photodiode, dont le courant « photonique » (I_D) est amplifié par un amplificateur à gain constant, A_I.

Pour que le courant global du capteur, Io, soit une fonction linéaire du niveau lumineux, il faut donc que le courant d'alimentation de l'amplificateur soit un multiple constant du courant photonique ($B \times I_D$), ou bien alors qu'il soit négligeable devant le courant global Io :

$$\begin{aligned} Io &= I_D + (B \times I_D) + (A_I \times I_D) \\ &= I_D \times (B + A_I + 1) \\ &= K \times I_D \end{aligned}$$

ou bien

$$\begin{aligned} Io &= I_D + I(A_I) + (A_1 \times I_D) \\ &= I_D \times (1 + A_I) \\ &= K \times I_D \qquad [(A_I) \ll K \times I_D] \end{aligned}$$

Un des circuits possibles pour réaliser cette condition est représenté sur la **figure 2.** Dans cet exemple, la photodiode alimente une série de miroirs de courant, chacun d'un gain constant de 5, fixé par les rapports des surfaces des émetteurs. On peut montrer que le courant global du circuit est un multiple du courant de la photodiode (voir **figure**). Le critère de linéarité, $Io = K \times I_D$, est ainsi satisfait.

Mais ce circuit simple est insuffisant du point de vue de la précision, pour plusieurs raisons. Tout d'abord, l'impédance de sortie relativement basse des miroirs de courant entraîne une forte sensibilité aux variations de la tension d'alimentation [$\Delta Io/Io)/\Delta V$]. Ensuite, la tension inverse de polarisation de la photodiode n'étant pas régulée, le courant photonique varie avec la tension d'alimentation.

Dans ces deux cas, l'erreur est amplifiée par les amplificateurs de courant, ce qui entraîne une erreur globale relativement importante et un $(\Delta Io/Io)/\Delta V$ très médiocre.

D'autres problèmes apparaissent dans ce circuit de la **figure 2.** D'une part, les gains de ces simples miroirs de courant, fixés par les rapports de surface des émetteurs, sont tout de même très dépendants des β, du fait des erreurs importantes dans les courants des bases. D'autre part, il n'existe aucun moyen de calibrer ce circuit pour tenir compte des défauts d'appairage des transistors des miroirs de courant ou des dispersions des caractéristiques des photodiodes dues au procédé de diffusion.

Bien que le circuit simple que nous venons de décrire présente des inconvénients majeurs, il peut servir de base pour la conception d'un COP fonctionnel. En y ajoutant quelques principes de conception nouveaux, on peut parvenir à un circuit intégré COP rationnel, doté des caractéristiques désirées.

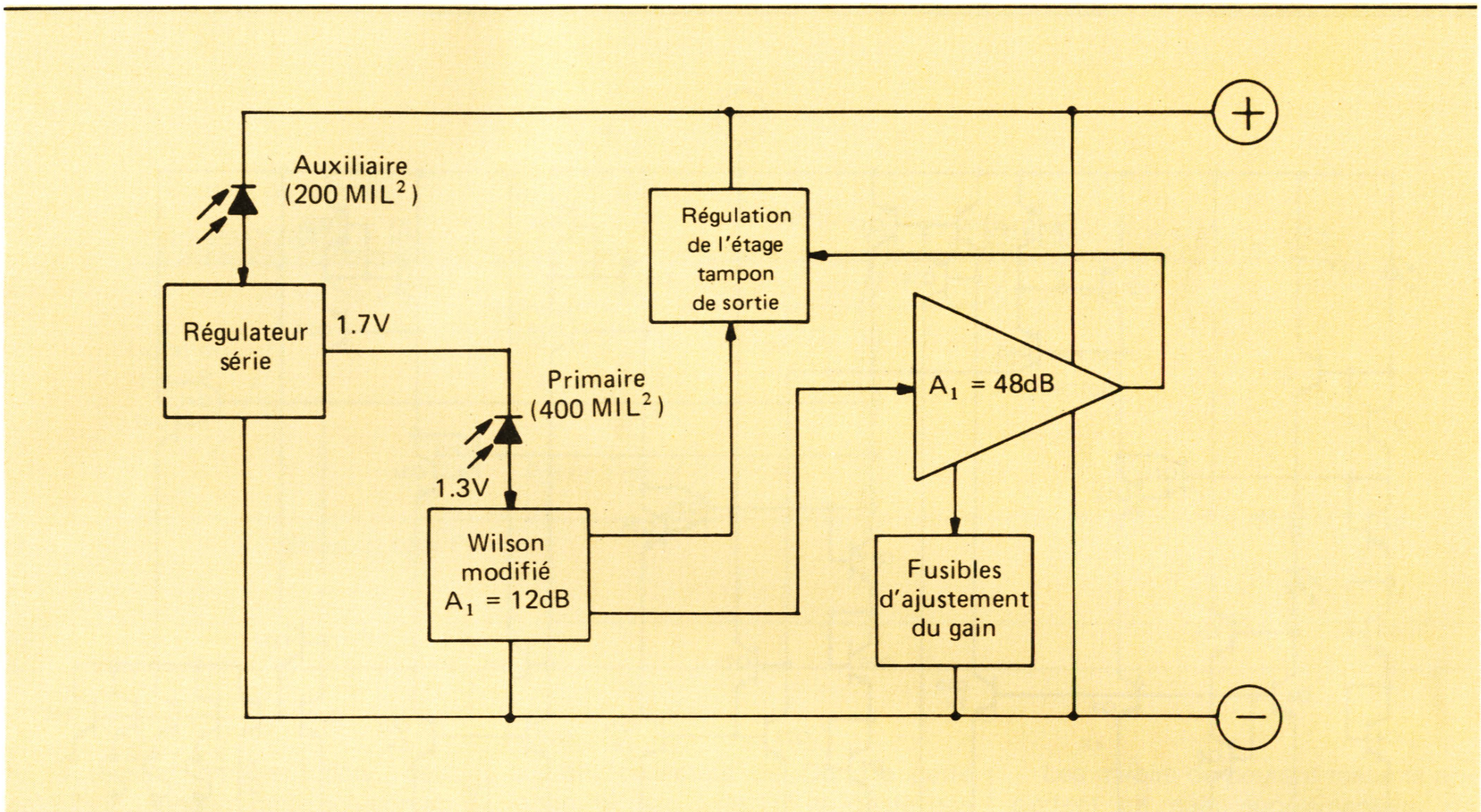

Auxiliaire
(200 MIL²)
Régulation
de l'étage
tampon
de sortie
Régulateur
série
1.7V
Primaire
(400 MIL²)
A_1 = 48dB
1.3V
Wilson
modifié
A_1 = 12dB
Fusibles
d'ajustement
du gain

Fig. 2.

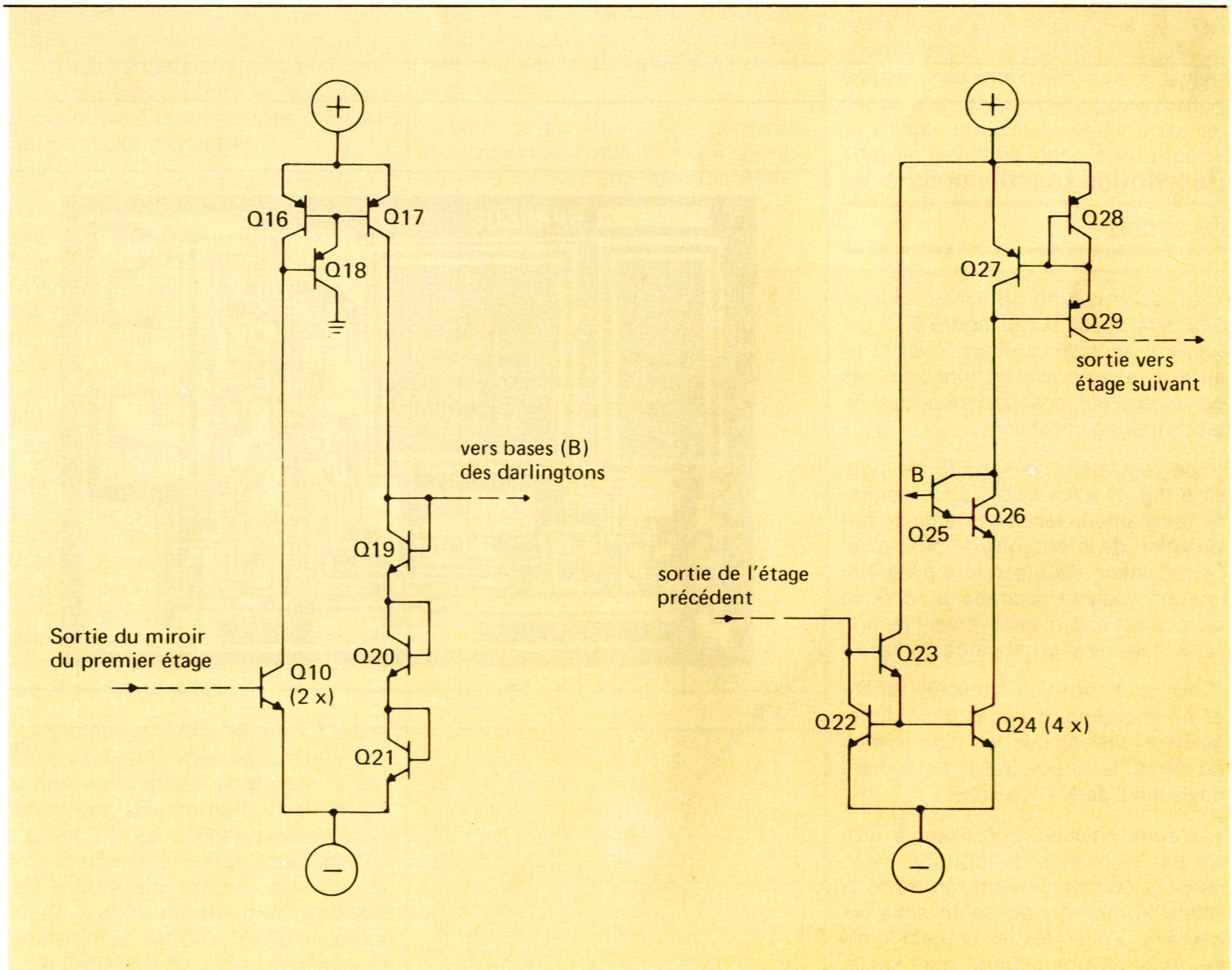

Q16
Q17
Q18
Q28
Q27
Q29
sortie vers
étage suivant
vers bases (B)
des darlingtons
B
Q26
Q25
Q19
sortie de l'étage
précédent
Q20
Q23
Sortie du miroir
du premier étage
Q10
(2 x)
Q22
Q24 (4 x)
Q21

Fig. 3.

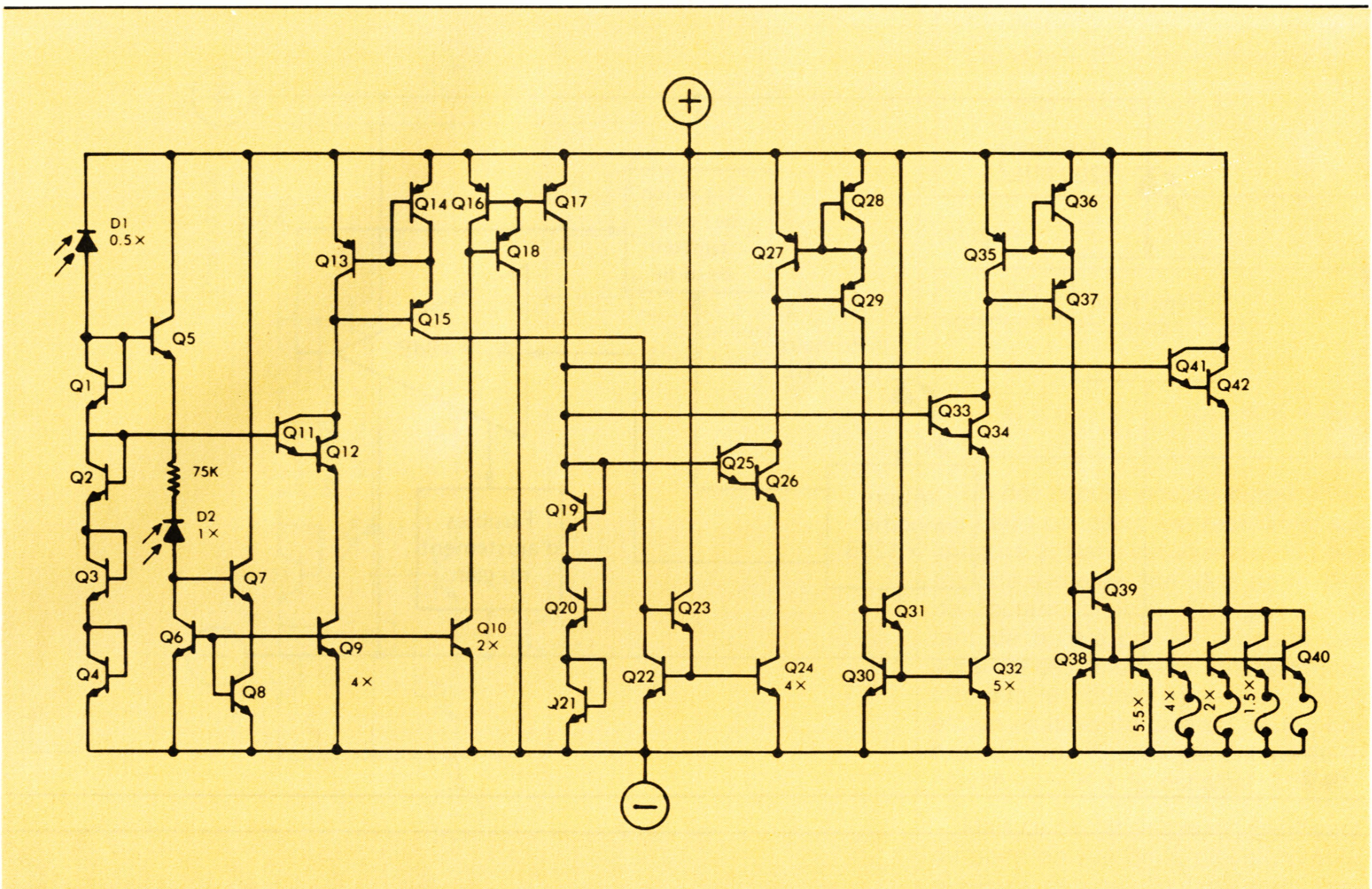


Fig. 4.

Description fonctionnelle du circuit

Un schéma-bloc du circuit final du COP est décrit sur la **figure 3.** Il est similaire au schéma simplifié de la **figure 1,** avec quelques modifications qui améliorent ses performances de façon très significative.

Un régulateur de tension de type série **(fig. 1)** a été ajouté pour maintenir constante la tension inverse de polarisation de la photodiode principale. Ce régulateur est à son tour piloté par une photodiode secondaire, dont la surface est approximativement la moitié de celle de la photodiode primaire.

Grâce à cette photodiode secondaire, le courant d'alimentation du régulateur devient une fonction linéaire du niveau lumineux. Ainsi, ce courant devient nul dans l'obscurité.

L'autre solution, consistant à utiliser une résistance de rappel au + V, ne peut être retenue en raison de la valeur trop élevée qui serait alors nécessaire. En outre, un courant d'alimentation apparaîtrait, non seulement indépendant du niveau lumineux, mais, de plus, dépendant

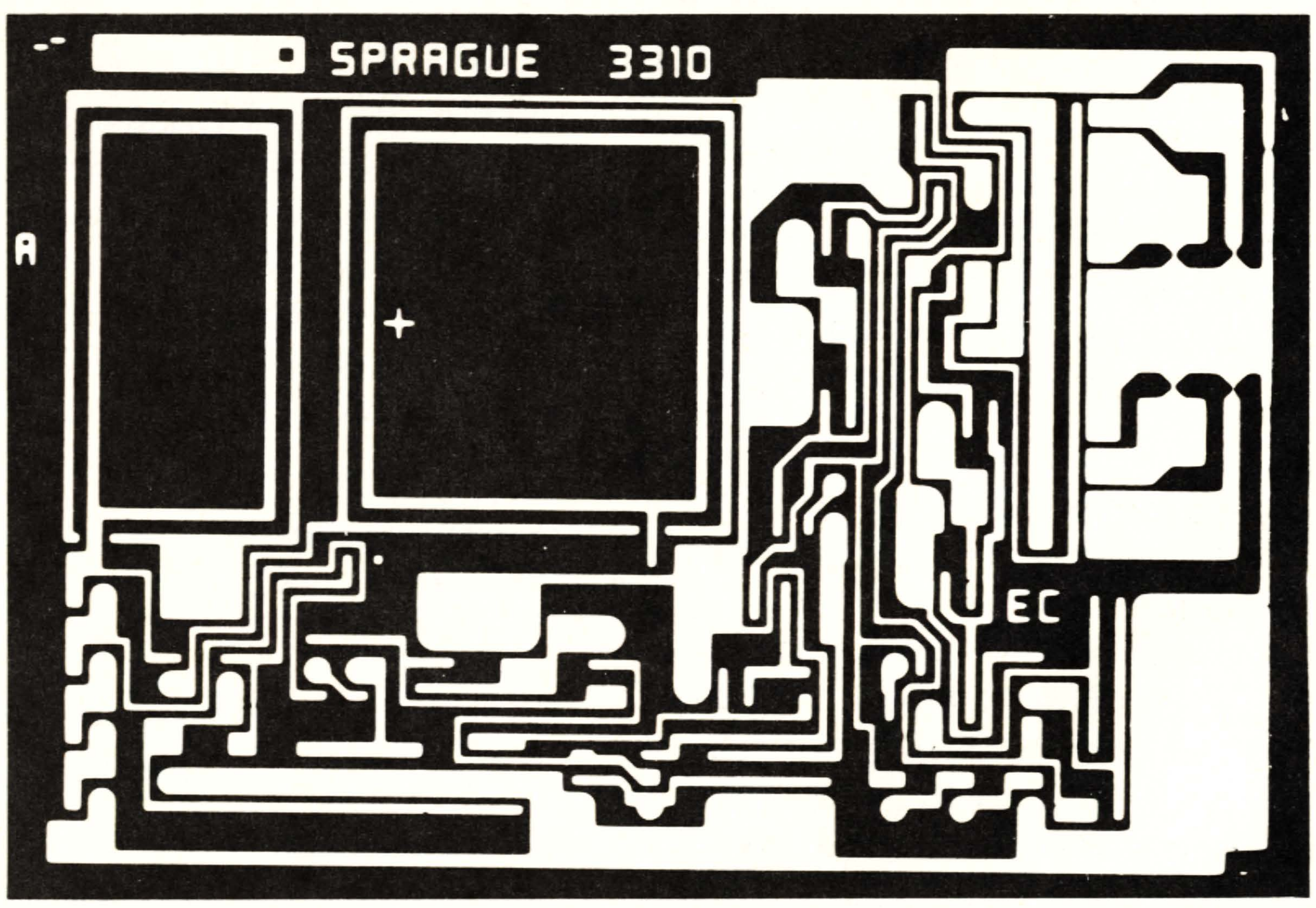


Fig. 5.

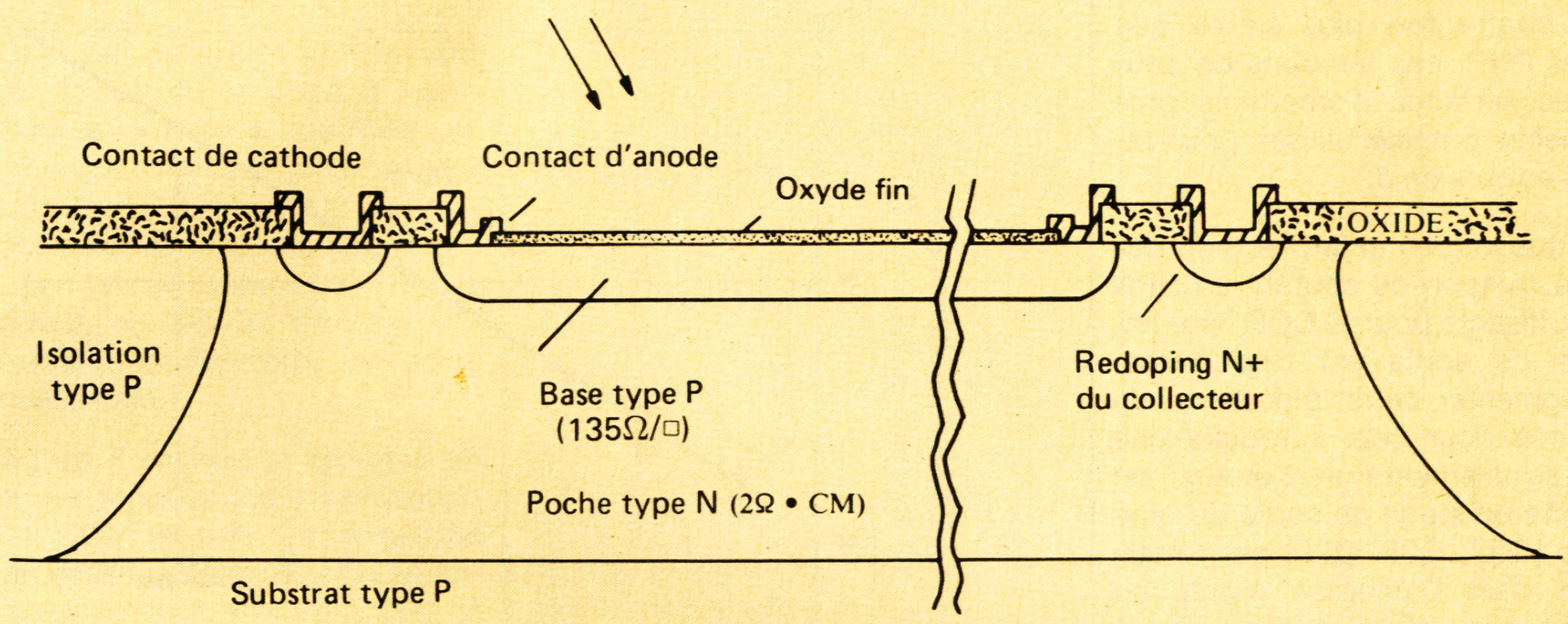


Fig. 6.

de la tension d'alimentation ; deux facteurs qui rendent cette solution absolument inacceptable pour le COP tel que nous l'avons défini.

La consommation du COP dans l'obscurité est réduite au strict minimum grâce à cette photodiode secondaire, qui bloque alors le régulateur, bloquant ainsi la photodiode primaire (qui n'est plus alimentée).

La tension de polarisation présente à la cathode de la photodiode primaire est d'environ 1,7 V (3 × V_{BE}). Quant à l'anode, elle est reliée à un miroir de courant de type *Wilson* modifié **(fig. 2).** Comme la tension d'entrée de ce miroir est d'environ 1,3 V (2 × V_{BE}), la tension régulée aux bornes de la photodiode est d'environ 400 mV.

L'étage d'entrée du *Wilson* modifié apporte, d'une part, un gain en courant de 12 dB (rapport des surfaces d'émetteur de 1/4), et, d'autre part, améliore considérablement la linéarité du COP pour les faibles niveaux. Ce miroir de courant de type *Wilson* modifié représente, en fait, un compromis entre un *Wilson* simple et un miroir de courant à étage tampon.

Alors que le *Wilson* simple bénéficie d'une excellente linéarité et d'une très bonne précision, son gain n'est qu'unitaire. D'autre part, un miroir de courant à étage tampon peut avoir un gain supérieur à l'unité, mais est très peu linéaire aux faibles courants, du fait de la chute de gain β du transistor tampon. Le *Wilson* modifié améliore cette linéarité aux faibles courants en imposant un courant de repos minimum au transistor tampon (Q7) par le courant collecteur de Q8. De cette façon, le gain β de Q7 ne chute pas avant ceux de Q6 ou Q9, comme ce serait le cas sous Q8.

Cette linéarité aux faibles courants est gagnée aux dépens de l'erreur due aux courants de base, qui est bien sûr augmentée.

Mais ce compromis est primordial pour atteindre l'objectif d'une sensibilité de 5 lux avec une bonne linéarité.

Les miroirs de courant restants apportent un gain supplémentaire de 48 dB environ. Les PNP sont des *Wilson* classiques à gain unitaire, avec une impédance de sortie élevée et une faible erreur (α β^{-2}) due aux gains β, comme nous l'avons déjà indiqué. Le *Wilson* classique perd son indépendance aux variations de gains β si on lui impose un gain supérieur à l'unité. Tout le gain doit donc être apporté par des miroirs de courant à NPN, du

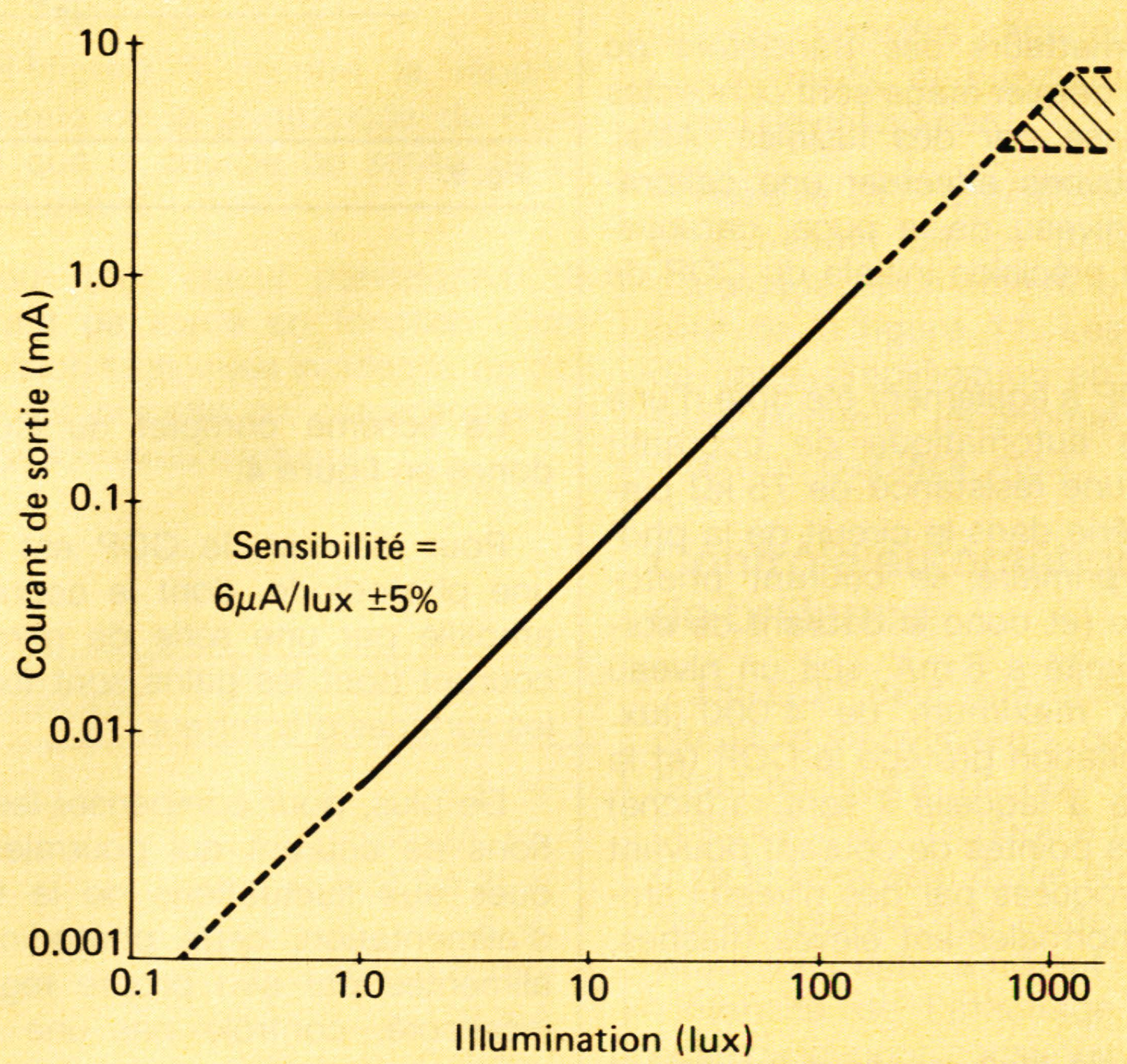


Fig. 7.

type à tampon de courant. Puisque les gains des NPN sont approximativement quatre fois plus élevés que ceux des PNP, des tampons de courant avec surfaces d'émetteurs proportionnelles ont été utilisés pour réduire les erreurs de β.

Bien que le gain et la précision des miroirs à tampon de courant en NPN soient suffisants pour le COP, leur impédance de sortie est trop basse. Pour augmenter cette impédance de sortie sans pour cela introduire une source supplémentaire d'erreur, on leur ajoute un étage de sortie du type cascode (Q27, Q28, Q29) par l'intermédiaire d'un Darlington monté en base commune (Q25, Q26), polarisé par trois diodes (Q19, Q20, Q21), dont le courant est fourni par un miroir auxiliaire (Q16, Q17, Q18) et dont l'entrée est constituée par le premier étage. Pour plus de clarté, on se reportera utilement à la **figure 3.** Les trois diodes (Q19, Q20, Q21), ainsi que leur source de courant (Q10, Q16, Q17, Q18), sont communs à tous les étages utilisant ces sorties du type cascode.

De cette façon, les impédances de sorties des étages NPN sont considérablement augmentées, sans effet notable sur la linéarité du courant global de sortie. En effet, la source de courant alimentant la série de trois diodes est seulement deux fois le courant de la photodiode primaire, ce qui est négligeable devant le courant global de sortie, puisque l'amplification est de 48 dB.

Les émetteurs des transistors de sortie du dernier étage sont connectés à la masse par des fusibles. Ainsi, nous pouvons effectuer une calibration au niveau de la puce, garantissant une précision initiale du COP de ± 5 %.

Le COP a également été doté d'une limitation automatique de courant : grâce à une résistance de 75 kΩ placée en série dans le circuit de la photodiode primaire, le courant photoélectrique (et donc le courant de sortie) est limité à 8 mA, soit un niveau lumineux maximum de 4 000 lux. Cette limitation protège le COP (et la circuiterie à laquelle il sera rattaché) des fortes pointes de courant pouvant être provoquées par des niveaux ambiants anormalement élevés (flashes, etc.).

Si besoin était, on peut facilement modifier le masque pour enlever cette résistance pour éliminer cette limitation.

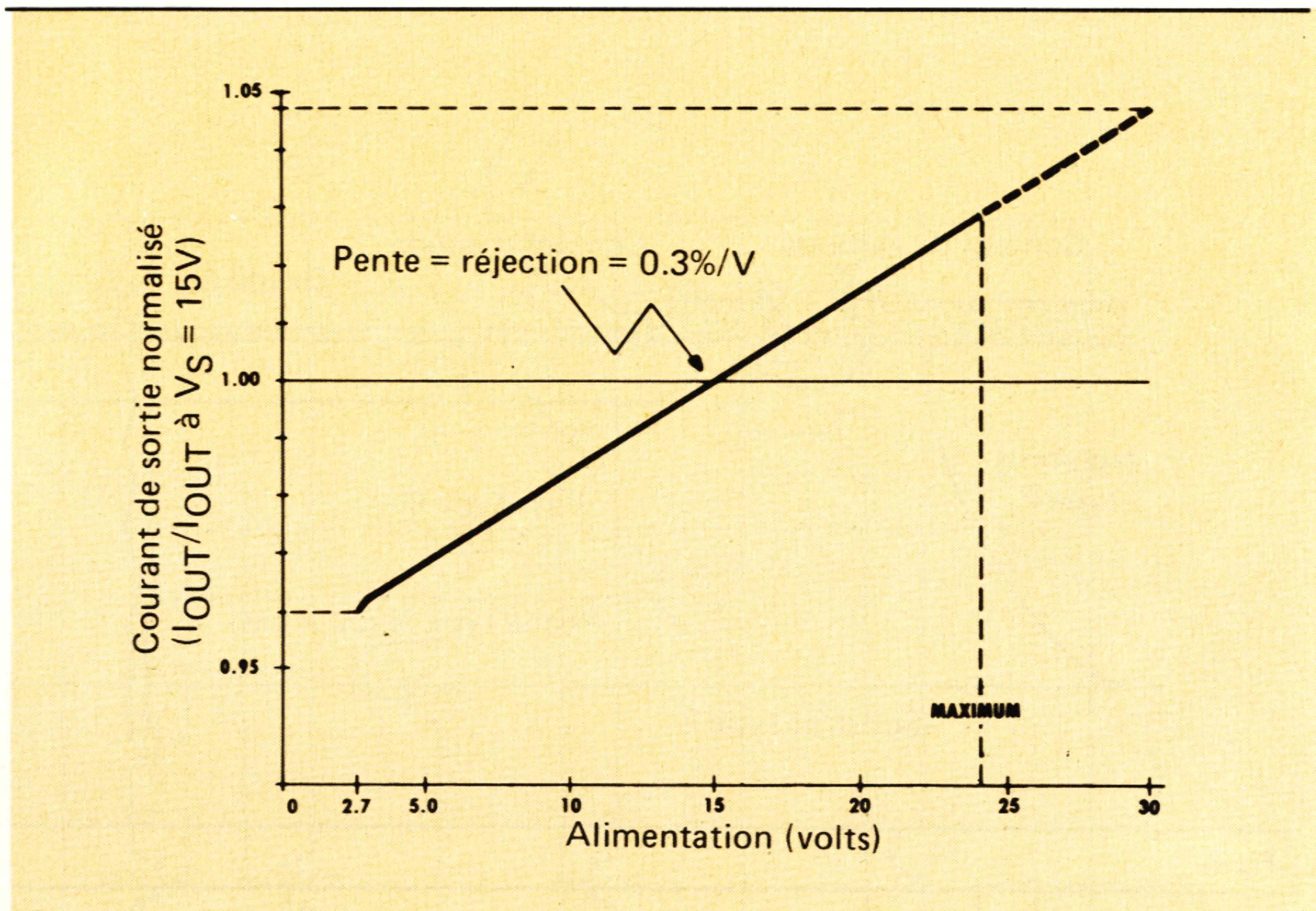


Fig. 8.

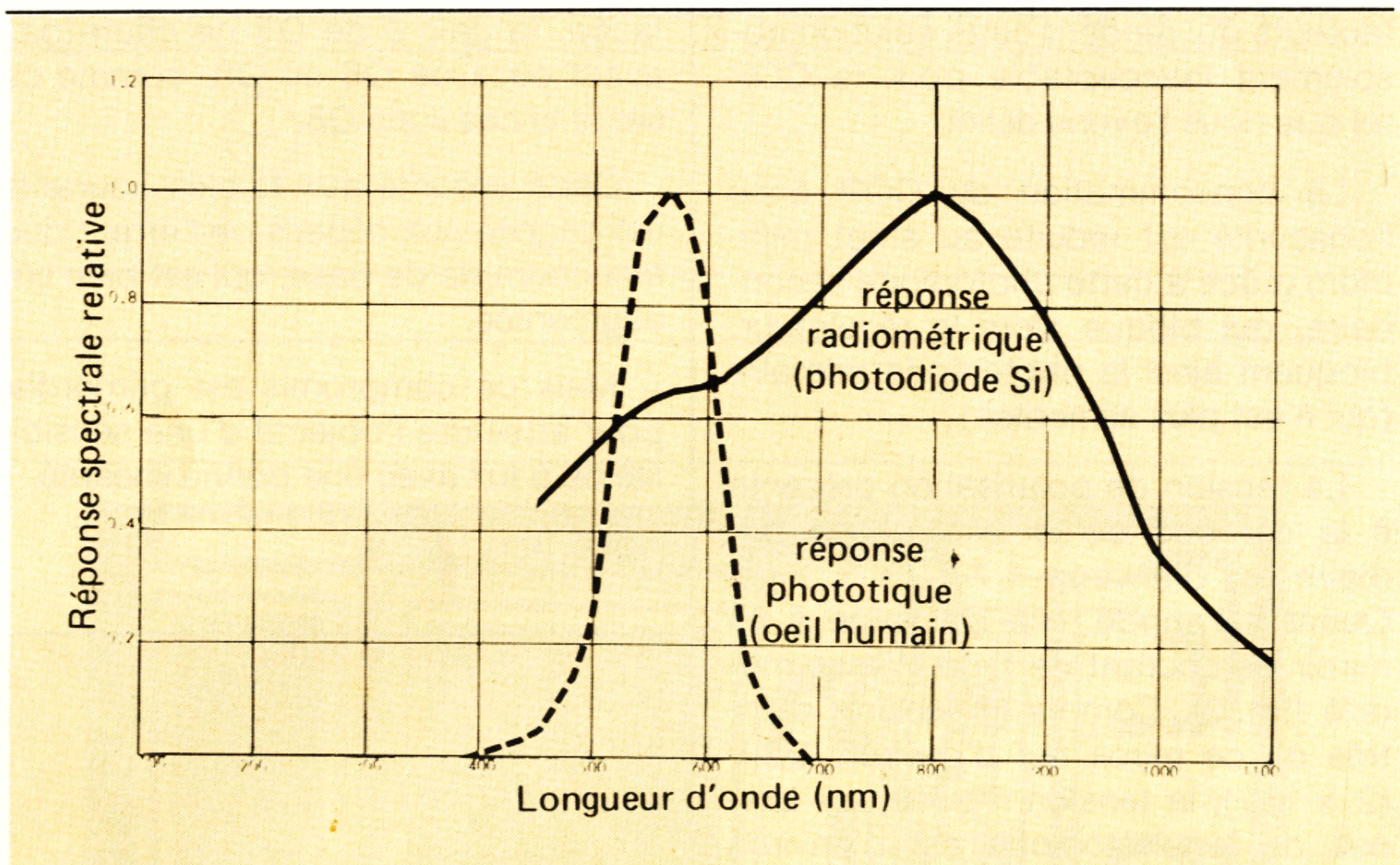


Fig. 9.

Le schéma complet du COP est donné en **figure 4.**

Pour résumer, le COP est en fait une photodiode, dont le courant est amplifié par une série de miroirs de courant dont les gains sont fixés par les surfaces d'émetteur.

De plus, pour compenser les variations de courant qui pourraient être dues aux fluctuations de la tension d'alimentation, cette photodiode est alimentée par son propre régulateur incorporé, contrôlé par une photodiode secondaire.

Les étages à miroir de courant sont conçus pour avoir une impédance de sortie élevée ; l'étage final est muni de fusibles pour permettre la calibration du courant de sortie avec une précision initiale de ± 5 %.

Enfin, une limitation de courant interne (et éventuellement débrayable) protège le COP des niveaux lumineux excessifs.

Le masque de métallisation du COP est donné en **figure 5.** La photodiode primaire a une surface active de 399 mils carrés (0,257 mm²), et celle de la photodiode secondaire est de 217 mils carrés (0,140 mm²). Pour les deux photodiodes, la fonction active est la fonction base-collecteur. Leur structure est donnée en **figure 6.**

Performances du circuit

Le COP est calibré et entièrement testé au niveau de la puce à l'aide d'une source lumineuse contrôlée par ordinateur. Le COP est ainsi testé à 200 lux, puis à 10 lux et à 2 000 lux, pour contrôler la linéarité de la réponse. Les puces calibrées sont alors encapsulées en TO 92 transparents (par exemple) et soumises aux tests électriques finals.

La **figure 7** montre la réponse en courant en fonction de l'illumination pour un COP moyen. La sensibilité chute en dessous de 5 lux, et la limitation interne intervient entre 2 000 et 4 000 lux.

La **figure 8** montre l'influence de la tension d'alimentation sur le courant de sortie. La réjection de la tension d'alimentation $[\Delta Io/Io)/\Delta V]$ est d'environ 0,3 % V. Cela correspond à une conductance effective en sortie de 600 n ℧ /lux.

L'inconvénient majeur de cette sructure est de présenter une forte capacité par unité de surface, ce qui réduit la réponse en fréquence du dispositif. Cette structure a été tout de même choisie pour le COP, car elle offrait l'avantage d'une anode flottante (non reliée à la masse). De plus, le critère de fréquence n'était pas primordial lors de la définition du COP.

Dans le coin supérieur droit du masque, on peut voir le transistor de sortie (14 x) et ses fusibles associés (ou plutôt leurs contacts).

Le COP est diffusé avec une couche d'épitaxie de 2 Ω x cm d'orientation (100). On peut ainsi obtenir des gains élevés à de faibles courants collecteur (< 10 nA), ce qui est une exigence particulière pour l'étage d'entrée ainsi que pour le régulateur. Ce type de diffusion permettra également un fonctionnement jusqu'à environ 24 V.

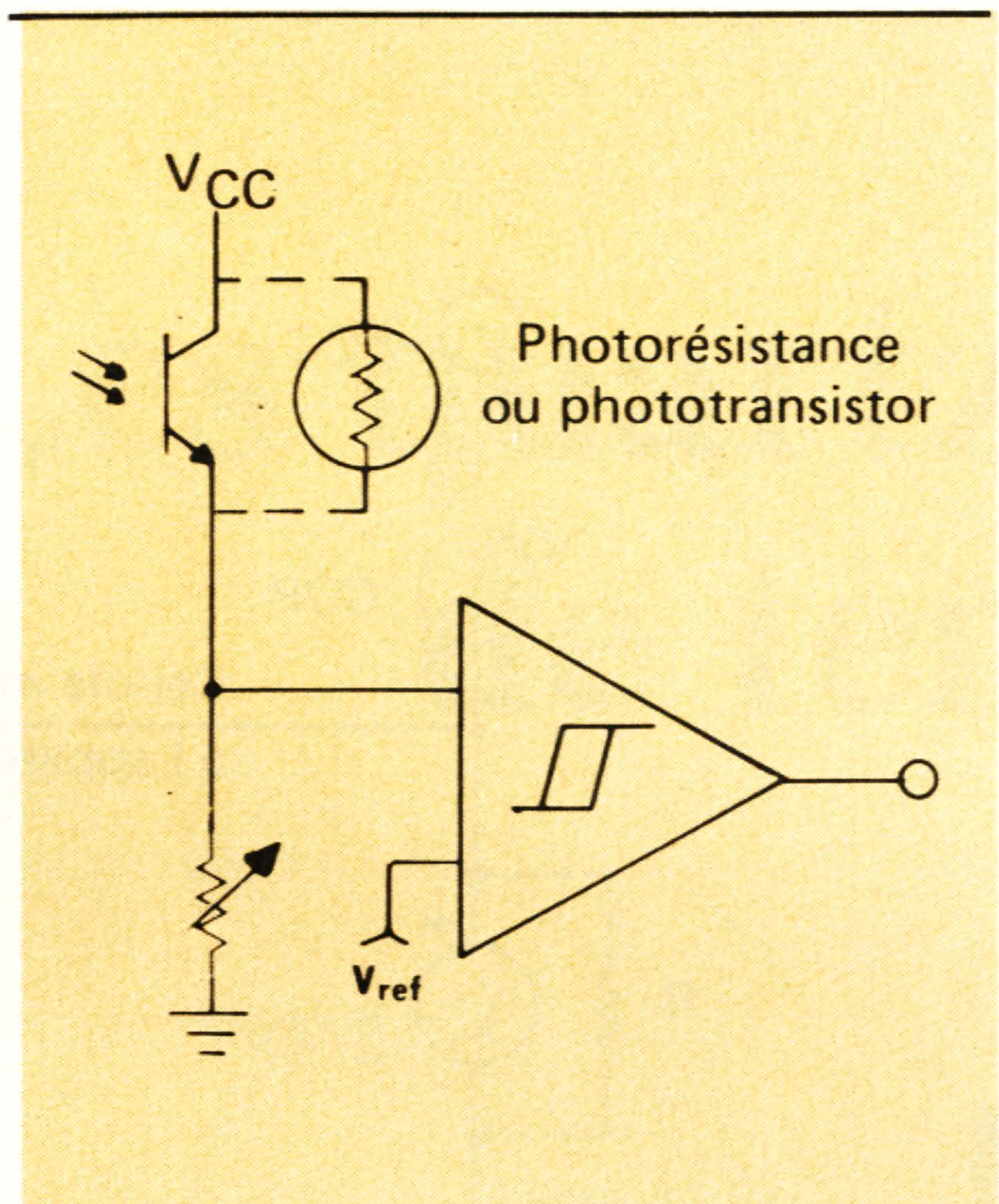


Fig. 10.

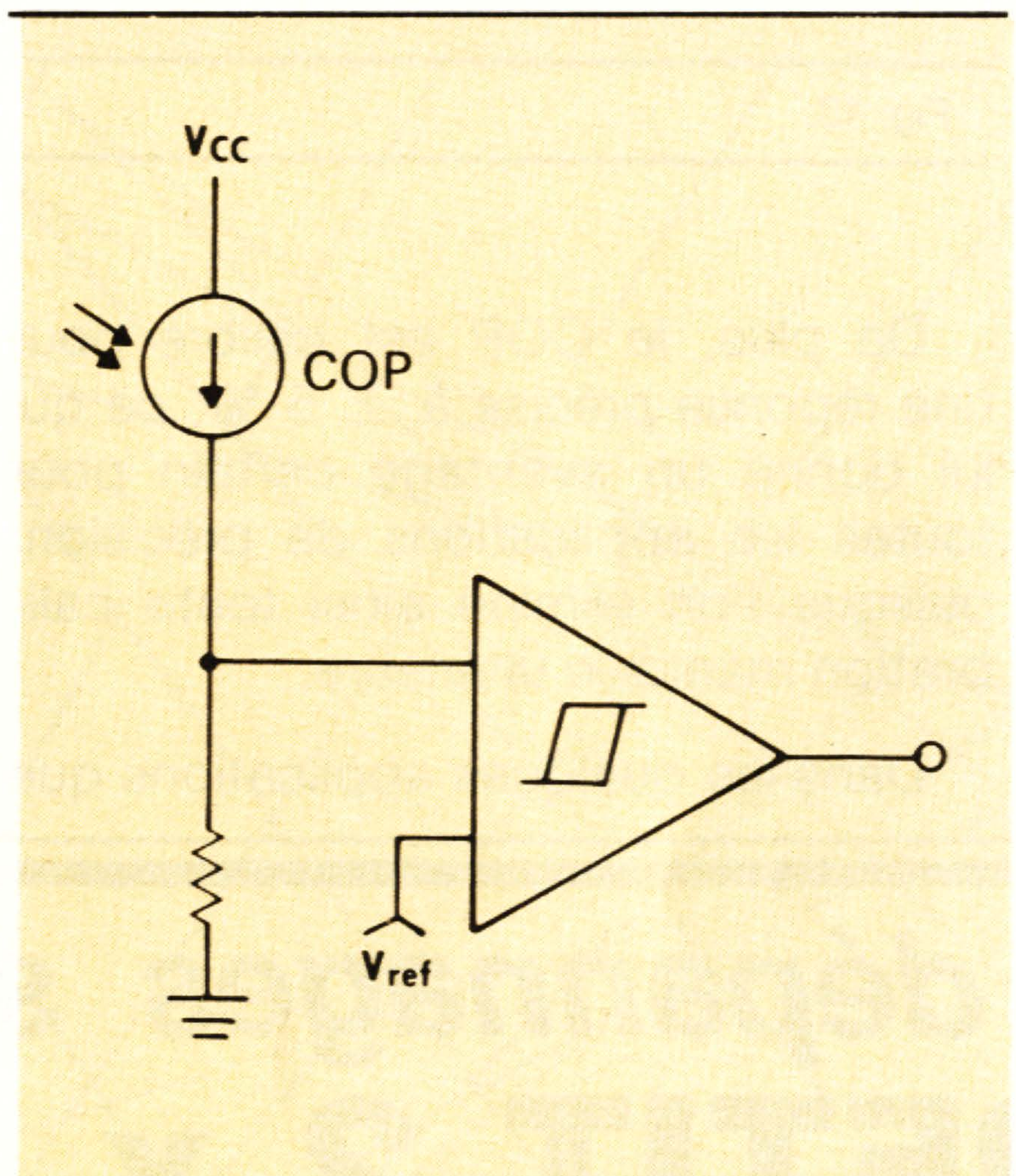


Fig. 11.

La **figure 9** montre la réponse spectrale de la photodiode du COP, ainsi que la courbe de sensibilité de l'œil humain.

Pour tout calcul prévisionnel de courant de sortie en fonction d'une impulsion lumineuse incidente, on doit bien sûr prendre en considération le niveau lumineux ambiant.

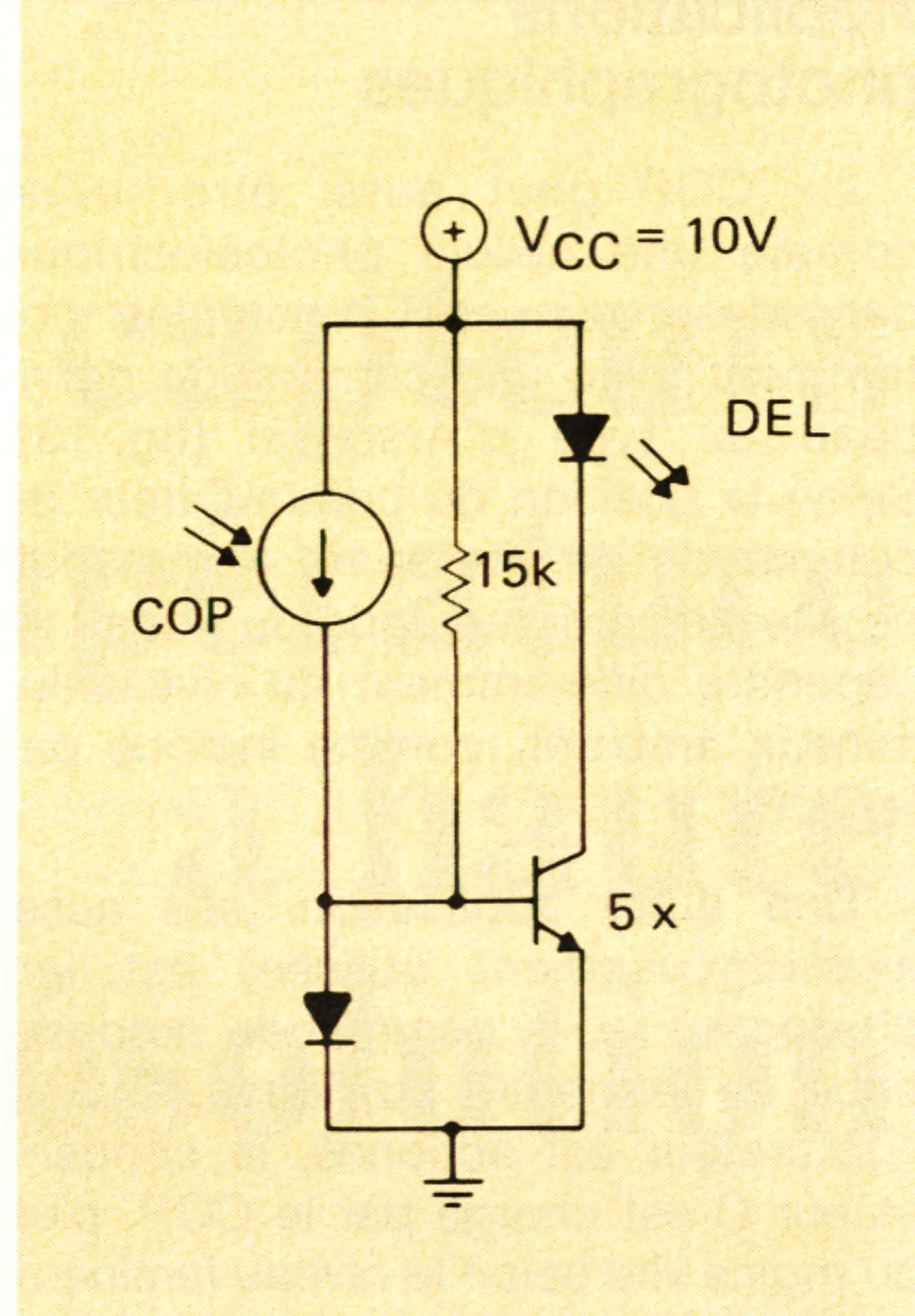


Fig. 12.

Applications du COP

Mesures de lumière de précision

Une des applications fondamentales utilisant normalement une photorésistance ou un phototransistor est la détection d'un niveau lumineux **(fig. 10).** Dans cette configuration, la tension à l'entrée du trigger de *Schmitt* entraîne le déclenchement pour un certain niveau lumineux, et la sortie bascule alors pour signaler ce seuil. Pour obtenir la précision demandée, il est nécessaire, compte tenu de la dispersion des caractéristiques de ces éléments, de prévoir un potentiomètre de calibration.

Avec le COP précalibré à ± 5 %, plus besoin de ce potentiomètre d'ajustage, et on obtient le circuit simplifié de la **figure 11.** Les avantages de cette simplification en production sont évidents (économie de main-d'œuvre, de place, etc.).

Contrôle automatique de brillance

Un COP peut être utilisé, avec un circuit d'amplification comme celui décrit en **figure 12,** pour contrôler la brillance d'un affichage à DEL, ou encore le contraste d'une image TV. Le fonctionnement est évident : si le niveau lumineux ambiant augmente, l'intensité de l'affichage augmente également pour conserver une bonne visibilité. La résistance de 15 kΩ fixe le niveau de brillance minimum pour éviter l'extinction totale de l'affichage.

SPECIFICATIONS DU COP

Paramètre	Valeur
Précision initiale à 200 lux	± 5 %
Sensibilité	60 µA/lux
Gamme de tension d'utilisation	2,7 à 30 V
Linéarité (10 à 2 000 lux)	5 %
Conductance de sortie	600 n ℧ /lux
Limitation de courant	8 mA
Réjection d'alimentation	0,3 % V

NOTE. – Les conversions lumen/foot² en lux ont été effectuées en prenant 10 lux = 1 lm/ft² pour des valeurs plus simples. La correspondance réelle est 10,76 lux = 1 lm/ft².

Applications photographiques

Le COP peut aussi être utilisé comme une cellule photoélectrique dans des systèmes TTL simples, notamment avec une commande de rideau du type *d'Arsonval* **(fig. 13)**. Selon la position du commutateur de commande de vitesse, la commande de vitesse, la commande du rideau va dépendre différemment du niveau lumineux ambiant, comme indiqué par le COP.

Une autre application (elle aussi avantageusement utilisée) est, en photographie, la commande automatique de fermeture du rideau. Quand l'obturateur est actionné, le condensateur C est chargé par le COP, plus ou moins vite selon le niveau lumineux ambiant, et le rideau se ferme lorsque la tension aux bornes de C atteint un niveau prédéterminé. En fait, il s'agit là d'un intégrateur de lumière.

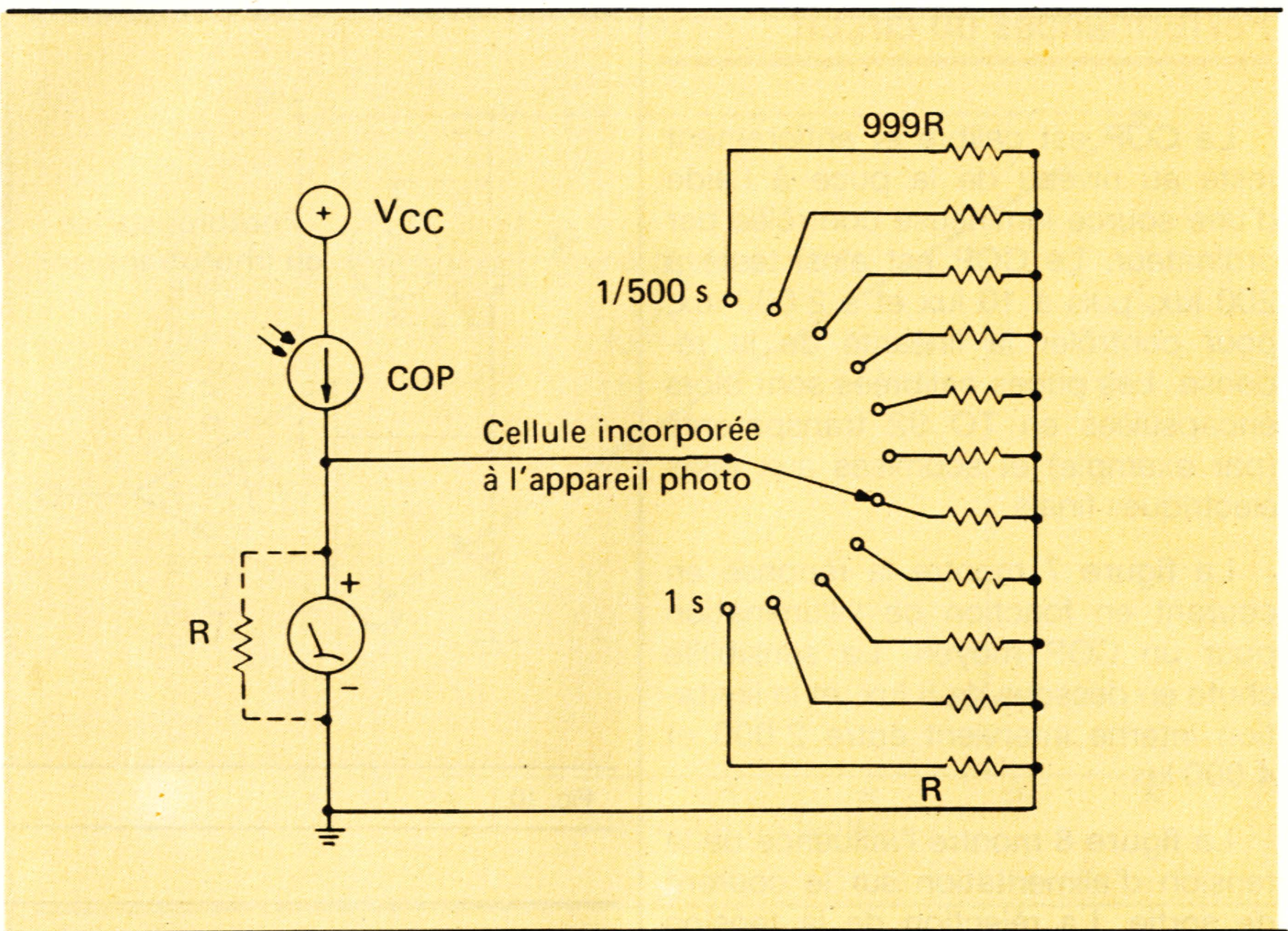


Fig. 13.

Conclusion

Le COP a été conçu en tant que remplaçant simple et bon marché des photodiodes et photorésistances pour la plupart de leurs applications.

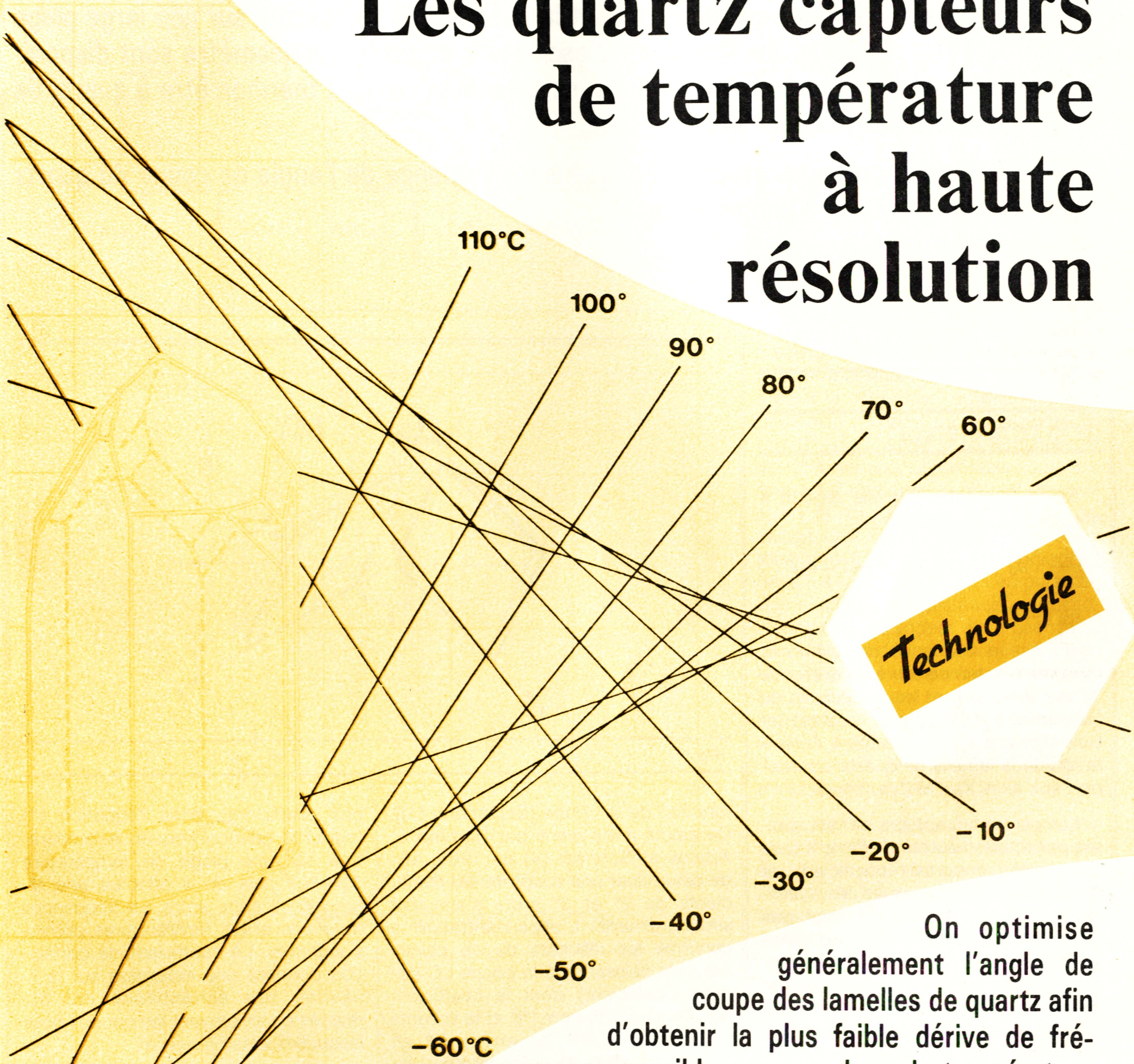
De plus, le COP est calibré pour une réponse précise à ± 5 %, ce qui lui donne un avantage certain pour toutes les applications de précision, puisque l'on élimine ainsi toute calibration manuelle ultérieure.

Dans les quelques applications que nous avons citées, comme dans beaucoup d'autres, le COP présente une solution économique pour tous les problèmes de mesure précise de niveaux lumineux.

Etude Sprague

Des « tailleurs » nous révèlent les dernières coupes à la mode.

Les quartz capteurs de température à haute résolution



On optimise généralement l'angle de coupe des lamelles de quartz afin d'obtenir la plus faible dérive de fréquence possible sur une plage de température déterminée. En général, toutes les coupes révèlent une sensibilité plus ou moins grande aux variations de température, ce qui permet d'utiliser les quartz comme capteurs sur une gamme approximative de – 50 °C à + 250 °C. Certaines coupes nouvelles offrent une résolution élevée, et il en découle de multiples applications.

Les quartz capteurs possèdent nombre d'avantages sur leurs concurrents (sondes à résistance, thermocouples, semi-conducteurs) : résolution de mesure élevée ; possibilité de traitement digital direct du signal issu du capteur à faible vieillissement ; faible consommation électrique.

Mais ils ont aussi des inconvénients, maintenant éliminés : forte non-linéarité de la relation fréquence-température ; électronique complexe et encombrante (oscillateur et fréquencemètre).

Il existe actuellement des coupes dont la linéarité est excellente sur une large plage de température. De plus, les fonctions d'oscillateur et de fréquencemètre sont disponibles sous forme de circuits monolithiques, et la réalisation d'un thermomètre à quartz de faible encombrement est devenue possible.

Le but de la présente étude est d'analyser l'influence de l'angle de coupe du quartz sur la relation fréquence-température.

Variation de fréquence en fonction de la température

Selon Bechman (1), elle répond à une fonction du 3e degré :

$$\frac{F - F_0}{F_0} = a_0 + a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + a_3(T - T_0)^3$$

où F_0 est la fréquence de référence, mesurée à la température de référence T_0 ; a_1, a_2 et a_3 sont les coefficients de température du premier, second et troisième ordre : ils sont liés à l'orientation de la lamelle de quartz par rapport aux axes X, Y et Z du cristal.

Les premiers capteurs ont été réalisés par rotation autour de l'axe X (axe électrique) : important coefficient de température linéaire, mais les coefficients d'ordres 2 et 3 ne sont pas nuls. Pendant longtemps, on a utilisé la coupe AC (YX1)-31° (3) caractérisée par un coefficient de température linéaire de 20 ppm/°K, mais la relation fréquence-température est d'allure fortement parabolique. En 1962, Wade et Slutsky (7) ainsi que Gorini et Sartori (2) ont utilisé une coupe Y (YX) dont le coefficient de température est d'environ 100 ppm/°K. En 1963, Smith et Spencer (6) ont atteint une résolution de 4.10^{-6} avec une coupe (YX1)+5° et un coefficient de température de 80 ppm/°K.

Les coefficients de 2e et 3e ordre d'un capteur idéal sont nuls, cependant que le coefficient linéaire doit être aussi grand que possible. Les constantes électriques et mécaniques du quartz ainsi que leur variation en fonction de la température permettent de calculer les trois coefficients en

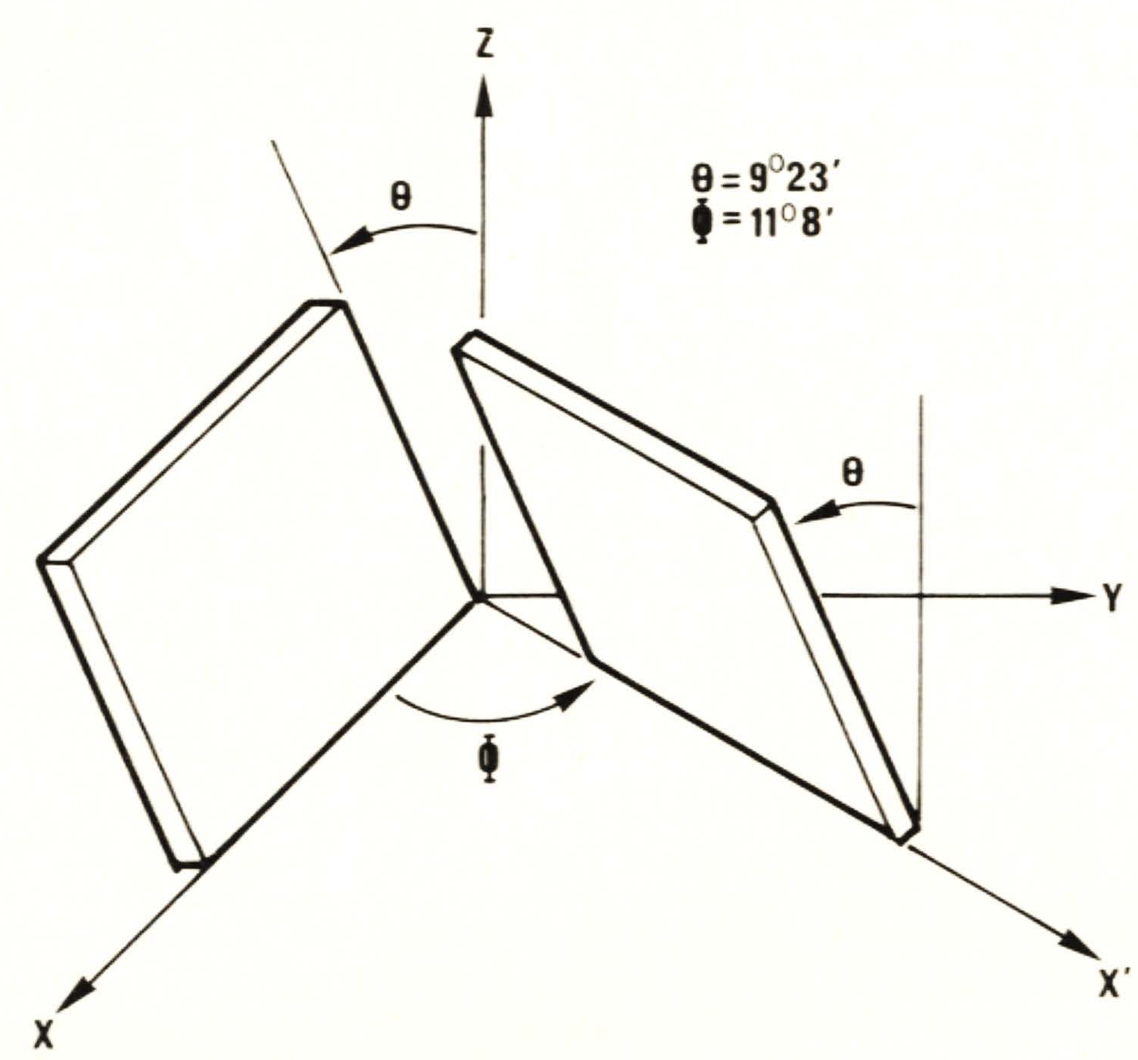


Fig. 1

fonction de la coupe [Bechmann (1)]. Ce calcul a été mené par Hammond, Adams et Schmidt (4) en 1965, afin de déterminer une coupe où les coefficients de 2e et 3e ordre s'annulent simultanément. L'expérimentation a confirmé les résultats de ce calcul, donnant naissance à la coupe LC (Linear Coefficient) dont le coefficient est d'environ 35 ppm/°K et la linéarité d'environ 0,06 % entre 0° et + 200 °C (**fig. 1**). L'orientation de cette coupe est (YX wl ϕ θ) 11, 17°/9,39°.

L'inconvénient de cette coupe dont la rotation s'effectue autour de deux axes est d'être beaucoup plus onéreuse qu'une coupe à simple rotation. Le but de l'auteur de ces lignes était donc d'optimiser la linéarité d'une coupe à simple rotation, facile à produire industriellement en quantités importantes.

On a d'abord calculé les coefficients des 1er, 2e et 3e ordres pour des coupes diversement orientées par rapport à l'axe X ou Z. Le report de ces coefficients dans l'équation (1) fournit la relation fréquence-température sur une plage de température donnée ; puis on a effectué une régression linéaire entre les fréquences obtenues et les températures correspondantes. Le coefficient de corrélation donnant une indication sur la linéarité, des échantillons ont été réalisés en employant les coupes pour lesquelles il était maximal.

Résultats expérimentaux

La plupart des échantillons ont été taillés à 13,56 MHz ; certaines coupes ont fait l'objet d'autres fréquences. Le boîtier a été choisi le plus petit possible pour abaisser l'inertie thermique. En dessous d'environ 4 MHz, on a adopté le HC-47/U, entre 4 MHz et 10 MHz le HC-43/U, et au-delà de 10 MHz le HC-45/U (**fig. 2**). Les quartz sont encapsulés sous un mélange hélium + azote ; ainsi traité, un quartz en HC-45/U met environ

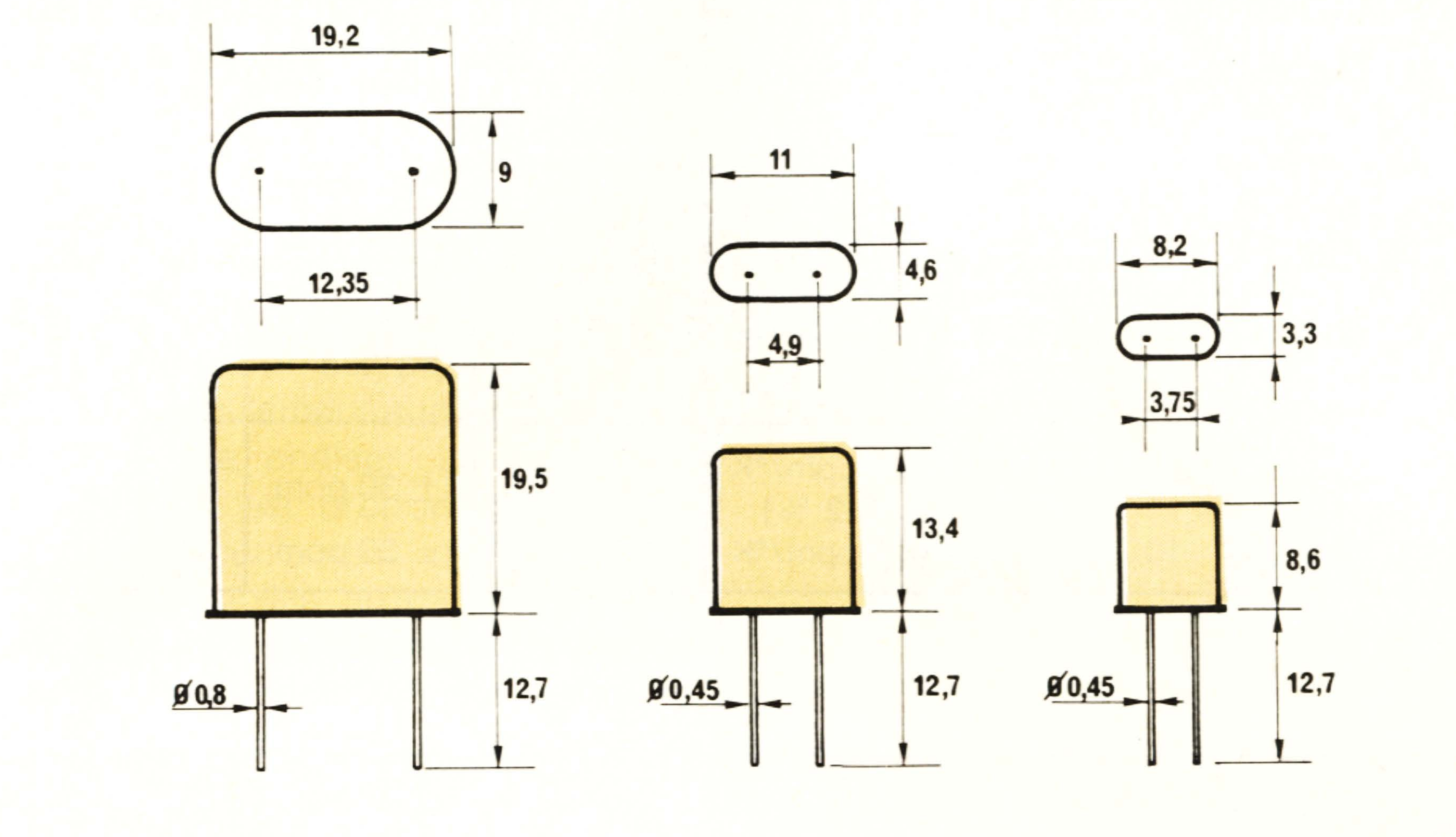


Fig. 2

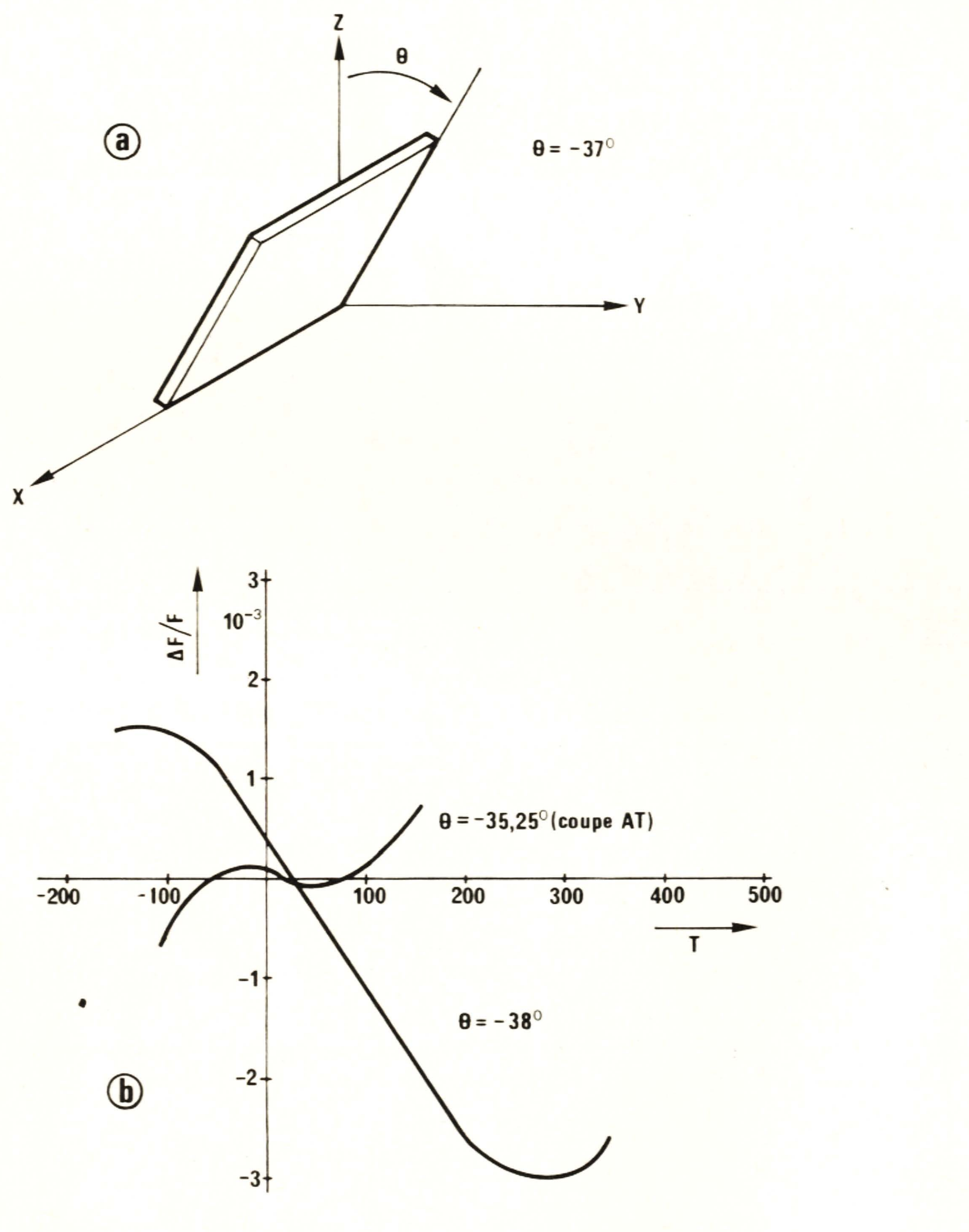


Fig. 3

10 secondes en atmosphère calme à atteindre à 90 % sa température finale.

Il est théoriquement possible de produire ces quartz entre 1 MHz et 200 MHz, du mode fondamental aux modes partiels de rang élevé. Les fréquences fondamentales les plus favorables sont les suivantes : de 3 à 30 MHz en HC-47/U, de 6 à 30 MHz en HC-43/U et de 10 à 30 MHz en HC-45/U. La résolution de mesure dépend du coefficient de température linéaire, de la fréquence du quartz et de la précision avec laquelle on la mesure. Pour un quartz de 25 MHz, par exemple, avec un cœfficient de 40 ppm/°K et une mesure de fréquence à 1 Hz près, la résolution atteinte est de 10^{-3}.

Lorsque l'on définit un quartz, il faut garder à l'esprit qu'il possède plusieurs résonances parasites dont chacune a son propre comportement thermique, différent de celui de la raie principale. Selon la fréquence, l'orientation de la coupe et les dimensions de la lamelle, il peut se produire à certaines températures un couplage entre la raie principale et une raie parasite. Il en résulte une élévation de la résistance du quartz, et des irrégularités peuvent affecter la courbe fréquence-température. Cette difficulté se résoud généralement en choisissant correctement la dimension de la lamelle de quartz et sa fréquence en fonction d'un angle de coupe déterminé.

Une autre difficulté réside dans la précision de calage de fréquence à une température donnée. Lors de la mise à la fréquence, obtenue par vaporisation d'argent sur la plaquette, le quartz est échauffé et sa température est difficilement contrôlable ; lors du retour à l'ambiante, la fréquence varie selon la loi F/T. Les tolérances de calage, par rapport à une fréquence théorique à + 25 °C, sont indiquées dans les tableaux 1 à 4. Les paramètres électriques (résistance, capacité, inductivité) dépendent de la géométrie du quartz et de la fréquence. Le facteur de qualité est supérieur à 50 000. Le vieillissement est sensiblement analogue à celui des quartz usuels, c'est à dire environ ± 3 ppm/an, à moins que l'utilisation n'impose des températures extrêmes.

Les essais ont été réalisés dans une enceinte thermostatée spécialement étudiée, et l'oscillateur employé était l'intégré IXO-01 de K.V.G. La mesure faisait appel à une sonde au platine (100 Ω) associée à un thermomètre digital de précision ± 0,1 °K. Pour différentes plages de température, on a exécuté une régression linéaire entre les fréquences mesurées et les températures correspondantes. L'écart de température entre la valeur réelle et la valeur issue de la régression linéaire a été calculé pour chaque point de mesure. La moyenne en est indiquée dans les tableaux 1 à 4.

▶▶

- **Coupe (AT + θ)** (tableau 1)

La coupe AT (YXI) – 35,25° **(fig. 3a)** est employée lorsque l'on recherche la plus faible dérive thermique. La courbe F/T est une parabole du 3ᵉ degré avec un maximum à environ 0 °C, un minimum à environ + 60 °C et le point d'inversion se situe vers + 25 °C **(fig. 3b)**. Un faible changement de cet angle de coupe – environ (YXI) – 37 ° – provoque un écartement du minimum et du maximum. Entre ces deux extrêmes, on obtient une plage de température relativement large sur laquelle le coefficient de température d'environ – 10 ppm/°K est assez linéaire. Une rotation plus importante de l'angle de coupe élargit la plage de température sur laquelle le coefficient est linéaire et la fait glisser vers des températures plus élevées. Pour (YXI) – 40°, la plage intéressante va de + 50 °C à + 160 °C, avec un coefficient linéaire d'environ – 30 ppm/°K. Cette coupe étant très proche de l'AT habituelle, il est possible de produire des plaquettes par les moyens ordinaires.

- **Coupe ZT** (tableau 2)

Une autre possibilité d'optimisation de la linéarité consiste à trouver une coupe dans laquelle le coefficient du second ordre disparaît, et où le coefficient linéaire est maximisé. Cette orientation, dénommée coupe ZT, est à peu près (YZI) 30° avec un coefficient linéraire d'environ 40 ppm/°K **(fig. 4a)**. Cette coupe possède deux inconvénients : fréquents couplages avec des résonances parasites et constante de fréquence élevée. Il en résulte qu'à fréquence égale ces plaquettes sont 50 % plus épaisses qu'avec la coupe AT. Dans les fréquences basses et pour un même boîtier, le facteur de qualité est donc inférieur.

- **Coupe (Y + ϕ)** (tableau 3)

L'orientation de cette coupe annule également le coefficient de second ordre. Elle correspond à une coupe Y tournée de 4 à 10° autour de l'axe Z **(fig. 4b)**. De toutes les coupes étudiées ici, c'est celle dont la pente de F/T est la plus forte.

- **Coupe LC** (tableau 4)

C'est à titre de comparaison que des essais ont été effectués avec cette coupe à double rotation. Un procédé adéquat permet de conserver une dispersion des courbes F/T inférieure à 1 %, sans contrôle très précis de l'orientation des plaquettes usinées. Cette coupe fournit, de loin, les meilleurs résultats quant à la linéarité et aux résonnances parasites.

Angle θ	Gamme de température	Pente (dispersion)	Ecart de linéarité (moyenne)	Précision de calage à 25 °C	Fréquence
– 37°	0...100 °C	– 9,3 ppm/°K (± 0,7 %)	0,4 °K	± 15 ppm	13,56
– 37,66°	10...120 °C	– 12,8 ppm/°K (± 0,6 %)	0,4 °K	± 15 ppm	13,56
– 38,21°	10...140 °C	– 15,5 ppm/°K (± 0,2 %)	0,4 °K	± 30 ppm	13,56
	10...130 °C	– 16,0 ppm/°K	0,7 °K	± 30 ppm	4,194

Tableau 1.

Angle θ	Gamme de température	Pente (dispersion)	Ecart de linéarité (moyenne)	Précision de calage à 25 °C	Fréquence (MHz)
30°	0...140 °C 0...160 °C – 80...160 °C	42 ppm/°K (± 0,6 %)	0,1 °K 0,3 °K 0,6 °K	± 100 ppm	13,56
33°	– 20...70 °C	34,8 ppm/°K (± 0,2 %)	0,1 °K	± 100 ppm	3,9

Tableau 2.

Angle ϕ	Gamme de température	Pente (dispersion)	Ecart de linéarité (moyenne)	Précision de calage à 25 °C	Fréquence (MHz)
4ᵉ	0...130 °C 0.150 °C 0...170 °C	70 ppm/°K (± 0,8 %)	0,25 °K 0,35 °K 0,4 °K	± 150 ppm	13,56

Tableau 3.

Angles θ/ϕ	Gamme de température	Pente (dispersion)	Ecart de linéarité (moyenne)	Précision de calage à 25 °C	Fréquence (MHz)
9°15'/ 10°50'	– 80...170 °C 0...170 °C 0...150 °C	39 ppm/°K (± 0,5 %)	0,4 °K 0,3 °K 0,2 °K	± 150 ppm	13,56
9°23'/ 11°8'	– 20...70 °C – 20...70 °C – 20...70 °C	34 ppm/°K (± 0,4 %) 35,4 ppm/°K (± 0,1 %) 35,6 ppm/°K (± 0,2 %)	0,1 °K 0,05 °K 0,04 °K	± 150 ppm	1,65 2,097 2,20

Tableau 4.

Applications possibles

• Mesure de vitesse d'écoulement

Un quartz capteur, maintenu à température constante par un enroulement chauffant, est plongé dans un fluide en écoulement auquel il livre une partie de sa chaleur. La baisse de température est proportionnelle à la vitesse d'écoulement du fluide. La grande sensibilité du capteur permet une mesure très précise. Un second capteur, non chauffé, peut permettre de tenir compte de la température propre du fluide.

• Mesure de pression des gaz

En plus des électrodes habituelles, on peut en ajouter une chargée d'amener le quartz à température constante. En disposant un tel capteur chauffé dans une enceinte à vide, on peut mesurer sa perte de chaleur (par différence) et en déduire la pression de gaz dans le système.

Ulrich Priess
Sté K.V.G.

Bibliographie

[1] Bechmann, R. : « High order temperature coefficients of the elastic stiffnesses and compliances of quartz », Proceedings of IRE 1962, vol. 50.

[2] Gorini, I., Sartori, S. : « Quartz thermometer ». Rev. Sci. Instr., 1962, vol. 33, p. 883 à 884.

[3] IEEE Standards on Piezoelectricity, Septembre 1978.

[4] Hammond, Adams, Schmidt : « A linear quartz crystal temperature-sensing element », ISA Transactions 1965, vol. 4, p. 349 à 354.

[5] King, W.H. : « Integral heater piezo-electric devices », brevet US n° 3.531.663, septembre 1970.

[6] Smith, W.L., Spencer, W.J. : « Quartz-crystal thermometer for measuring temperature deviations in the 10^{-3} – 10^{-6} °C range », Rev. Sci. Instr. 1963, vol. 34, p. 268 à 270.

[7] Wade, W.H., Slutsky, L.J. : « Thermometer », Rev. Sci. Instr. 1962, vol. 33, p. 212 et 213.

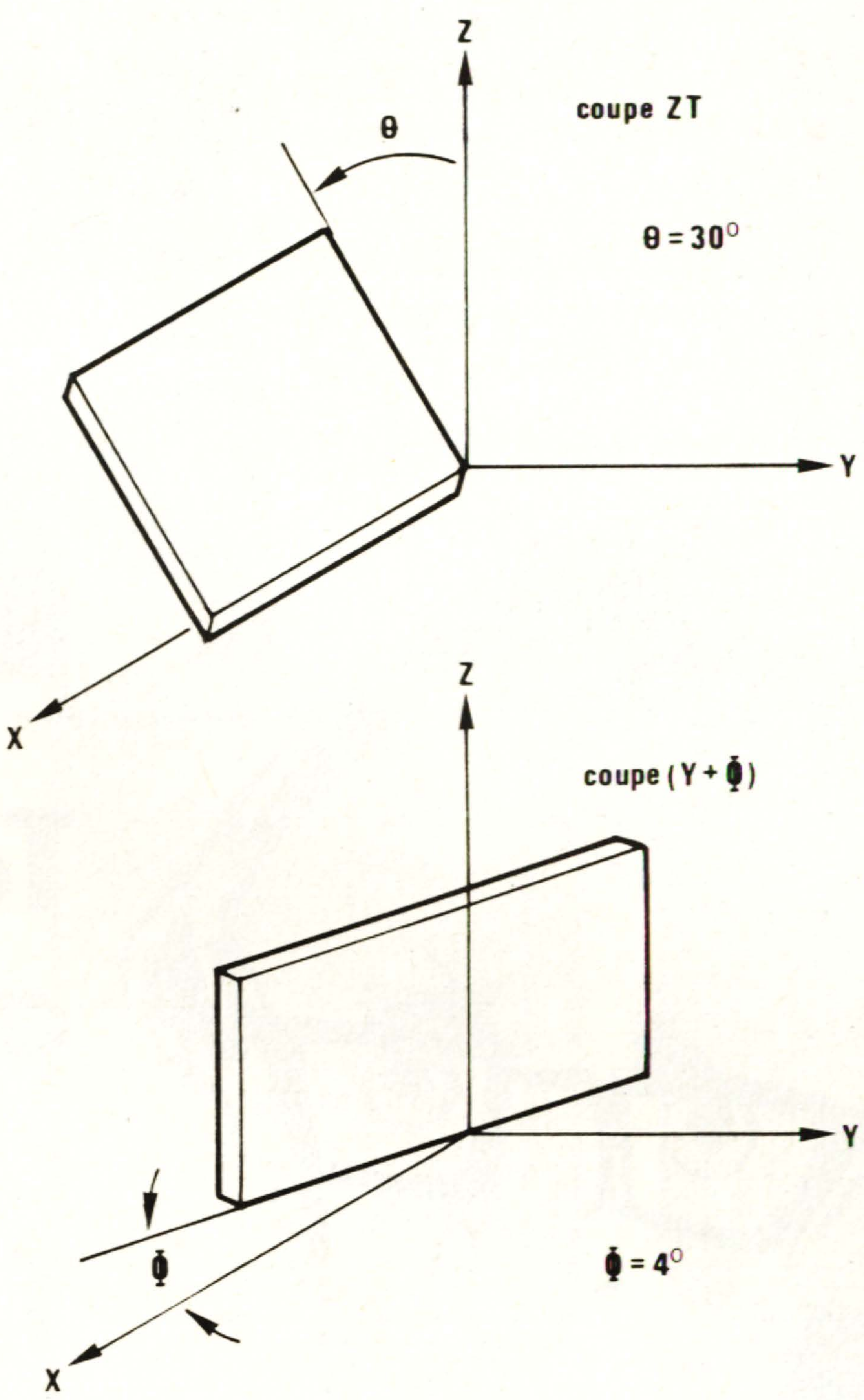


Fig. 4

adret electronique®

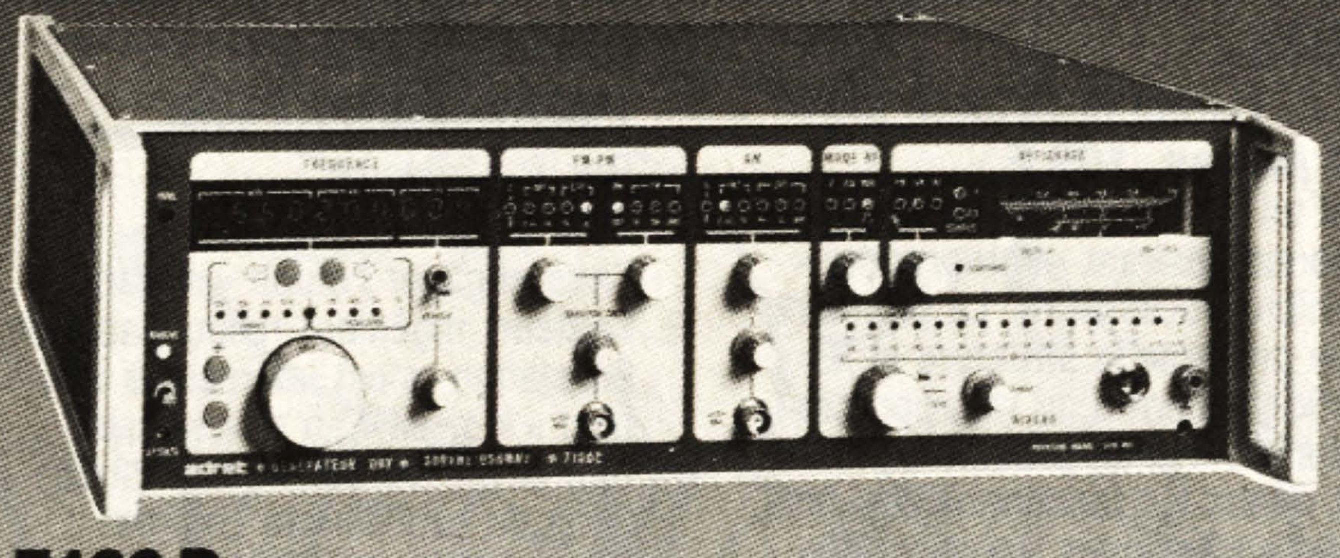
une gamme performante

trois générateurs programmables IEEE

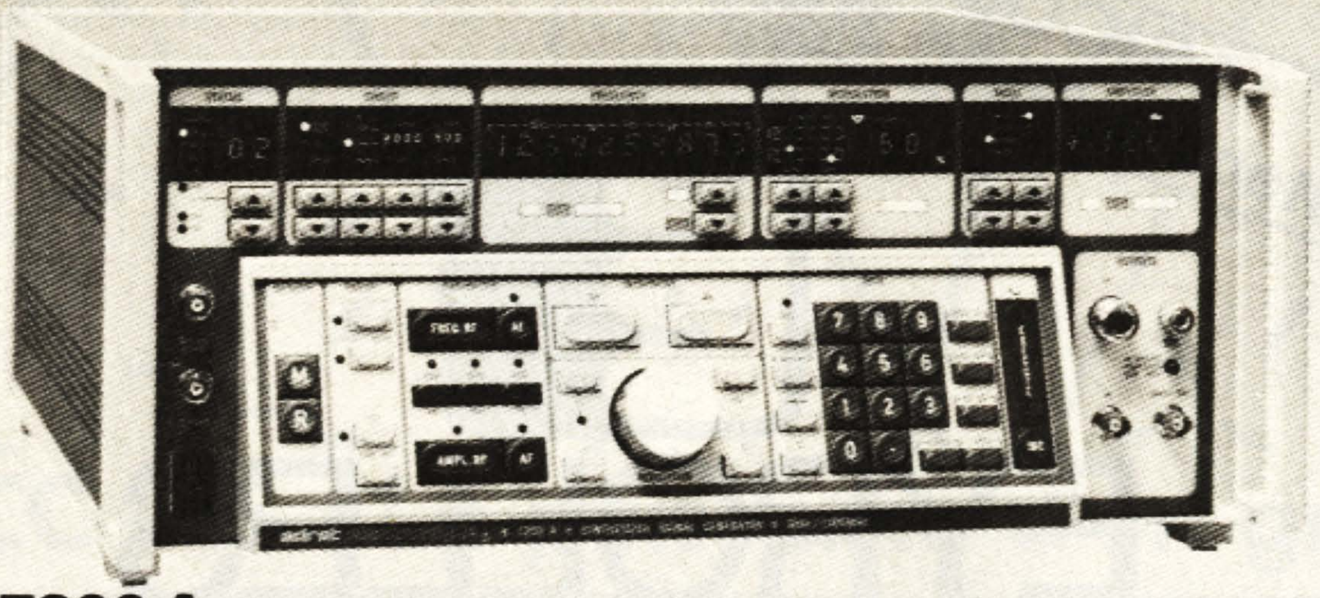
740 A le seul appareil de sa catégorie à être doté d'une roue codeuse, de 40 mémoires complètes et de modulations particulièrement performantes.

7100 D le générateur programmable de hautes performances le plus vendu.

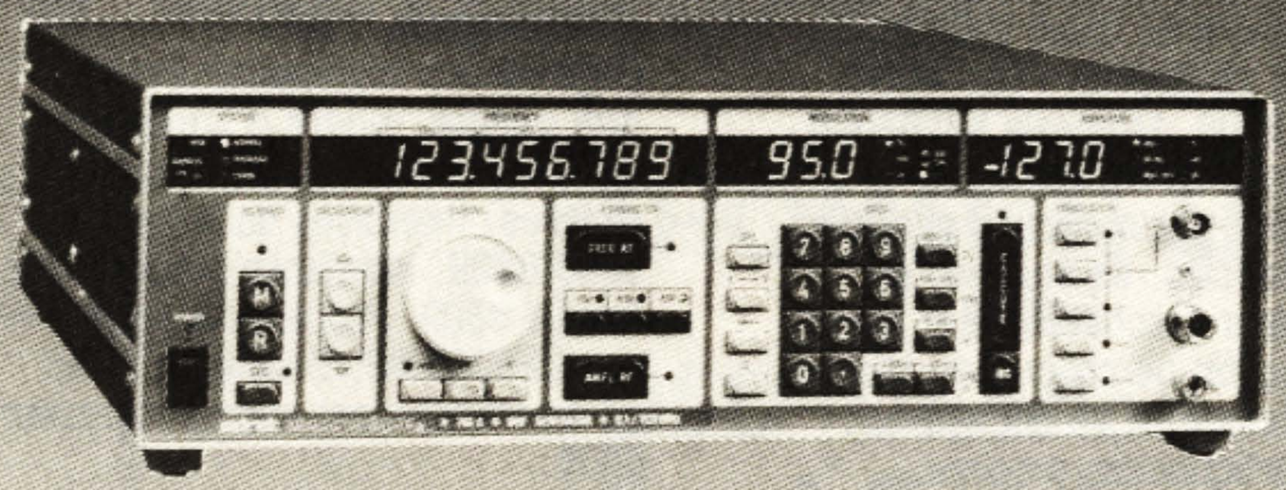
7200 A le générateur de laboratoire par excellence du fait de ses possibilités multiples et du niveau de ses performances.



7100 D
- 0,1 à 650 MHz (1300 MHz en option),
- sortie RF : + 20 dBm,
- bruit à 6,5 kHz : – 136 dB/Hz,
- bruit plancher : – 150 dB/Hz,
- modulations AM/FM/PM/pulse (= ≁),
- générateur BF programmable : 10 Hz à 100 kHz.



7200 A
Toutes les possibilités du 7100 D.
Un logiciel puissant procure en outre :
UNE PRECISION EXCEPTIONNELLE
- **du niveau de sortie : ⩾ ± 0,5 dB,**
- **des modulations : 2%,**
- **de la réponse A/F : ⩾ ± 0,3 dB.**



740 A
- 0,1 à 1 120 MHz, par pas de 10 Hz,
- bruit plancher : ⩽ – 140 dB/Hz,
- modulations AM/FM/PM/pulse,
- FM à faible bruit + distorsion et large bande passante,
- sortie HF auxiliaire,
- 40 configurations complètes en mémoires non volatiles,
- fuites : ⩽ 1 µV,
- résiduelle FM : ⩽ 1 Hz,
- niveau de sortie haute précision : ⩾ ± 0,5 dB (sur option).



adret electronique®
12, avenue Vladimir-Komarov • 78192 Trappes Cedex • Tél. : (3) 051.29.72

SERVICE-LECTEURS N° 256

Technologie

La C.A.O. en micro-électronique monolithique

L'augmentation de la densité d'intégration dans les circuits intégrés a rendu peu à peu nécessaire l'usage de l'ordinateur comme moyen d'aide à la conception. A présent, la C.A.O. est devenue un outil indispensable à l'élaboration de circuits monolithiques à haute densité d'intégration comme les VLSI et ULSI.

De nombreux logiciels de synthèse, d'analyse et d'aide au dessin ont été développés ces dernières années, mais la disparité des sources rend difficile l'approvisionnement en logiciels.

Dans cet article, nous faisons le point sur les outils de la C.A.O. intervenant aux différentes phases de l'élaboration d'un circuit, et nous dressons une liste non exhaustive des logiciels existant à ce jour, ainsi que leur provenance. L'organigramme de la figure 1 représente les étapes de conception d'un circuit que nous allons décrire dans les paragraphes suivants.

Cahier des charges et spécifications fonctionnelles

Cette phase est déterminante pour mener à bien la conception d'un circuit. Elle doit faire l'objet d'une étude détaillée entre l'utilisateur du circuit et le concepteur (1).

On conçoit en effet qu'une incohérence ou un oubli dans les spécifications fonctionnelles se répercuteront inévitablement sur le produit fini.

Les spécifications fonctionnelles portent principalement sur :

– la fonction à réaliser : fonction de transfert, entrées, sorties, etc. ;

– la réalisation physique : matériau, performances électriques, technologie de fabrication, encapsulation, etc.

Les outils logiciels d'écriture ne font l'objet d'aucune normalisation.

Les techniques mises en œuvre font appel à des algorithmes écrits dans des langages évolués tels que APL, Pascal, ou à des techniques utilisées en automatique telles que le Grafcet.

Synthèse fonctionnelle et électrique

Les procédures de synthèse sont déterminantes pour obtenir un produit ayant les caractéristiques et les performances formulées dans le cahier des charges.

En général, la description fonctionnelle permet de décomposer le système en modules pouvant être réalisés à l'aide de fonctions élémentaires (synthèse logique et analogique).

Des logiciels permettent de vérifier si l'interconnexion entre modules de base conduit à un ensemble compatible avec les contraintes du cahier des charges, ainsi qu'à une vérification de la testabilité des circuits. S'il existe plusieurs possibilités pour réaliser une fonction, le choix reste lié à la décision du concepteur.

La synthèse automatique ne fait

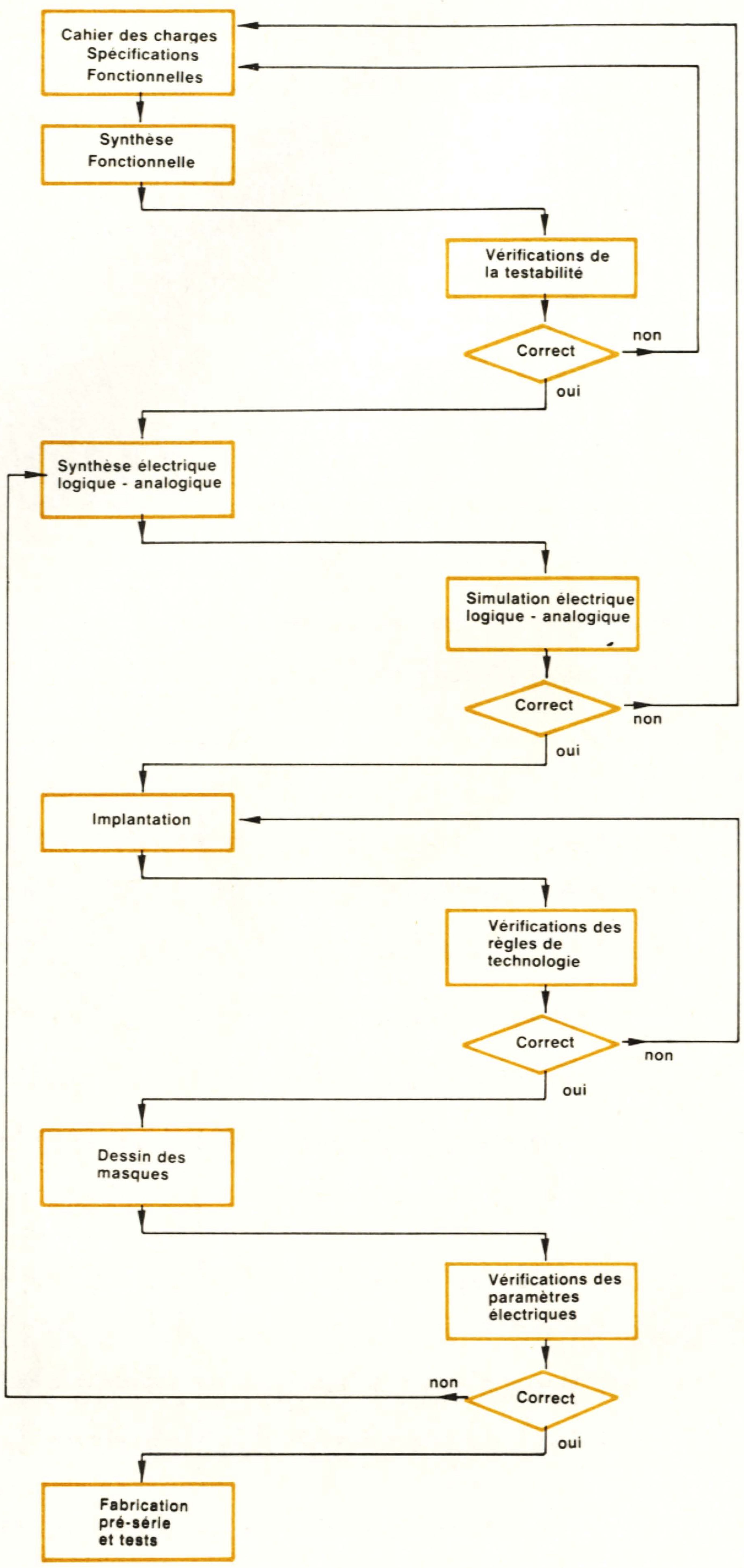


Fig. 1.

l'objet que de quelques applications dans le domaine des circuits linéaires analogiques, en particulier pour les filtres.

La synthèse automatique des circuits logiques n'est basée que sur des algorithmes (2) permettant :

– la minimisation des fonctions combinatoires, ;

– la transformation de circuits en technologie différente NON, ET, OU, en NON-ET ou NON-OU, par exemple, ;

– l'interconnexion des modules de base (3).

Il n'existe pas d'outil efficace permettant la synthèse des circuits séquentiels.

Simulation électrique

La simulation rend possible l'analyse du circuit avant la réalisation technologique de celui-ci.

L'organigramme de la **figure 2** représente un processus classique d'analyse d'un circuit.

Cette analyse apporte les avantages suivants :

– optimisation de la structure du circuit pour obtenir les performances désirées ;

– analyse des défauts ;

– analyse de la testabilité ;

– évaluation du rendement en fabrication ;

– réduction des coûts et gain de temps (il n'est pas nécessaire de réaliser un prototype pour faire les essais, les modifications et les choix entre plusieurs solutions restent toujours possibles au niveau de la simulation).

En contrepartie, la simulation des circuits se heurte aux problèmes liés à la modélisation, et ce pour les raisons suivantes :

– les travaux de modélisation sont longs et coûteux ;

– les modèles de composants, souvent élaborés à partir de considérations électriques, ne sont pas toujours adaptés à la conception par ordinateur (par exemple la notion de dopage ou de profil n'intervient pas directement) ;

– le nombre de composants modélisés est limité ;

– les sources d'approvisionnement en logiciels (souvent différents pour un même composant) sont disparates (laboratoires universitaires, industries, etc.), d'où la nécessité de constituer une bibliothèque de modèles.

Quelques solutions peuvent cependant être envisagées au niveau national pour minimiser ces inconvénients :

– effort de standardisation ;

– création de banques de modèles.

Simulation logique

La simulation logique se fait à des niveaux de complexité différents dans le circuit. On distingue :

– la simulation au niveau d'un module élémentaire qui consiste à analyser séparément chaque élément qui constitue le circuit ;

– la simulation fonctionnelle qui consiste à analyser un groupe de modules élémentaires constituant une fonction dans le circuit ;

– la simulation hiérarchisée qui consiste à combiner les deux types d'analyse élémentaire et fonctionnelle ;

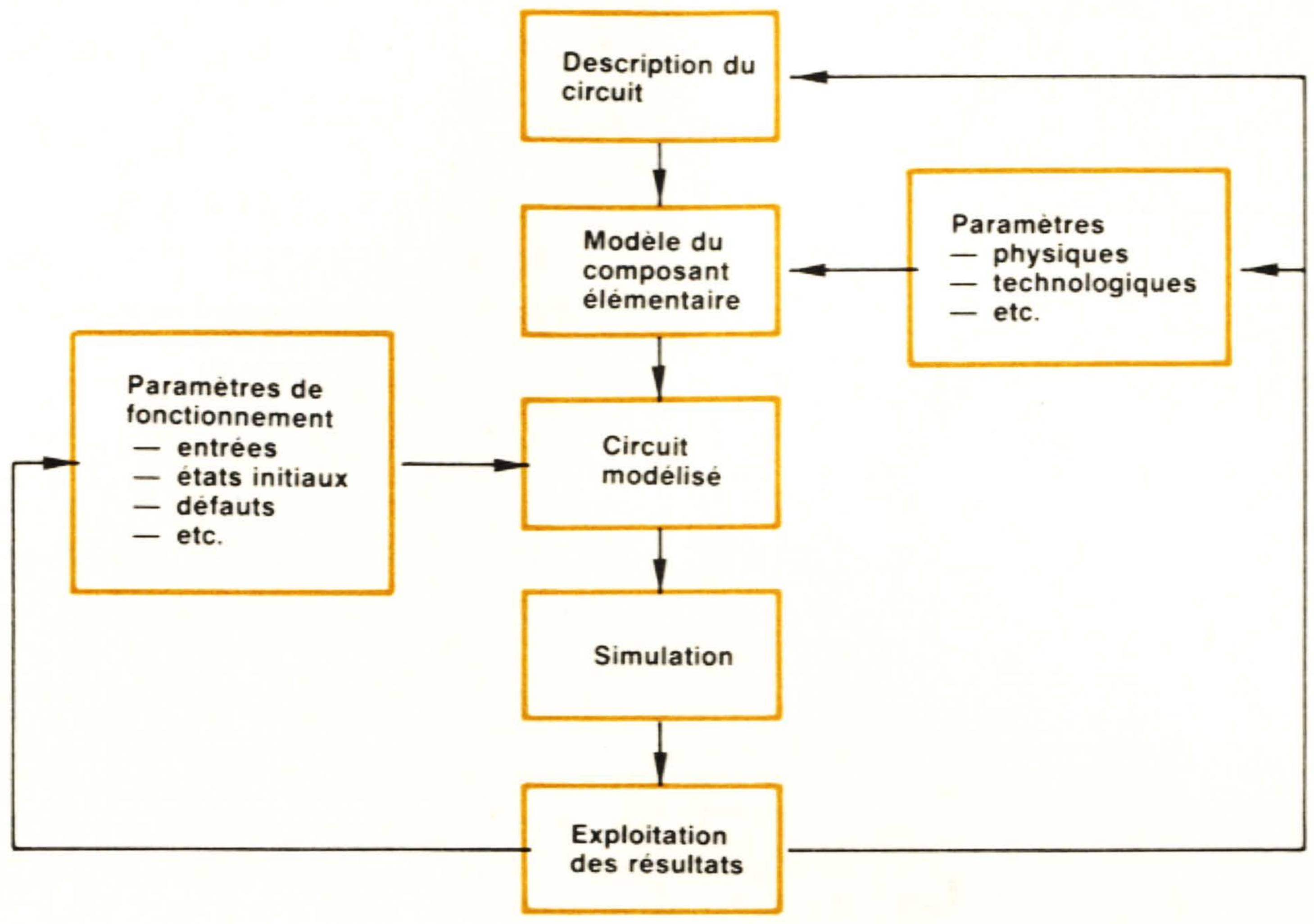


Fig. 2.

Implantation et dessin des masques

Une fois le schéma électrique établi, il faut le transposer en un dessin topographique représentant la succession des masques à réaliser.

L'utilisation de la C.A.O. dans le dessin des masques permet d'obtenir rapidement et de façon plus rationnelle les solutions respectant les contraintes technologiques, celles-ci étant préalablement introduites dans le logiciel.

– la simulation symbolique (4) qui permet d'exploiter directement les signaux adressés. Cette technique permet de s'affranchir des séquences de « 0 » et de « 1 » difficilement exploitables.

Ces différents types de simulation permettent :

– la vérification du comportement logico-temporel et des caractéristiques dynamiques, en particulier les retards de propagation dans les couches logiques ;

– la simulation des défauts pour laquelle trois techniques sont mises en œuvre :

● la simulation série où un seul défaut est simulé à la fois,

● la simulation parallèle où *n* défauts sont simulés dans le circuit,

● la simulation déductive pour laquelle un circuit sans défaut est simulé pour chaque combinaison ou séquence des variables d'entrée. Les résultats obtenus sont exploités pour déterminer l'ensemble des défauts détectables par la séquence d'entrée utilisée. Ce type de simulation est utilisé avec un algorithme de propagation de liste de défauts.

Logiciels de simulation logique

Nom du programme	Fonction	Source
EPISODE	simulation par chronogramme	EFCIS
MOTIS-C	simulation temporelle	University of California, Berkeley
DIANA	simulation logico-temporelle	LISCO
CASSANDRE	simulation fonctionnelle	MICADO
LOGCAP	simulation logique	CSS France
ESTEL	simulation logique	Agence Spatiale Européenne
F/LOGIC	simulation logique	Bell Northern Research
I/LOGIC	simulation logique	Berne Electronics Inc
LOGSIM III	simulation et génération de séquences de tests	Software Products Co
ATG II	simulation et génération de séquences de tests	Computer Automatic
FLASH III	simulation et génération de séquences de tests	MIRCO INC

Simulation analogique

La simulation analogique est étroitement liée à la nature du circuit à analyser (technologie, circuits linéaires, circuits non linéaires, circuits numériques, etc.).

Elle se fait au niveau des composants élémentaires et de leur interconnexion, ou au niveau des blocs fonctionnels.

La simulation analogique permet d'analyser le circuit dans les configurations suivantes :

– régime continu,

– régime alternatif,

– régime transitoire,

– bruit, etc.

Ces différents types de simulation permettent :

– de contrôler l'effet des défauts (courts-circuits, circuits ouverts) sur les différentes configurations (5) ;

– d'optimiser, quand cela est possible, le circuit.

Outils graphiques de base

Le poste graphique de base **(fig. 3)** comporte :

– un ordinateur (unité centrale et mémoire) ;

– un système conversationnel (clavier et écran polychrome) ;

– une table à numériser ;

– une table traçante ;

– une unité d'échange (disque ou bande magnétique).

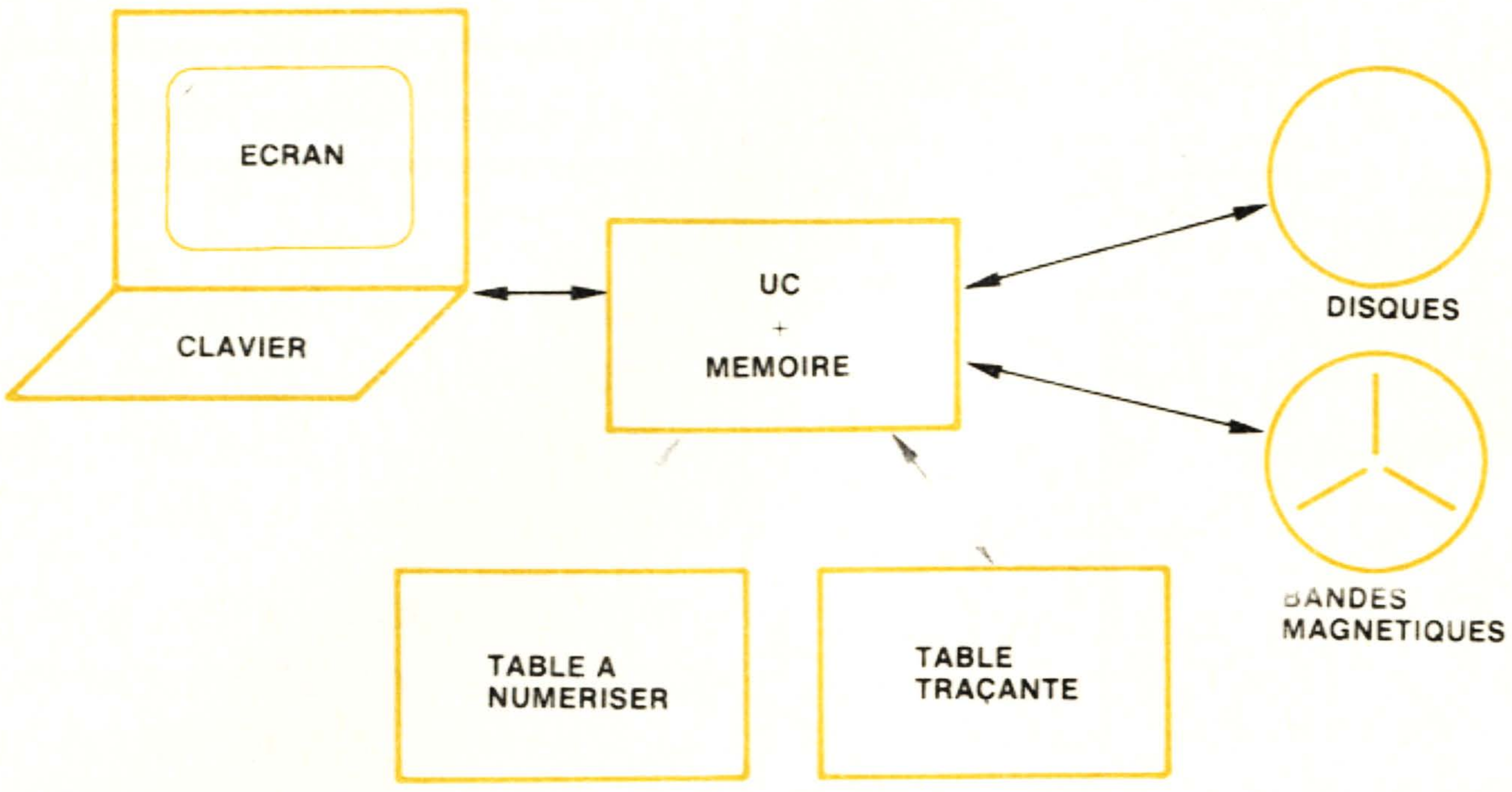


Fig. 3.

Logiciels de simulation analogique		
Nom du programme	**Fonction**	**Source**
AMPSYN	synthèse des circuits linéaires	Compact Engineering Inc
FILSYN	synthèse des circuits linéaires	Compact Engineering Inc
OPNODE	simulation des circuits linéaires	Hewlett Packard France
ACLINE	simulation des circuits linéaires	C.I.S.I.
SPICE	simulation des circuits linéaires	University of California, Berkeley
SPLICE	simulation des circuits non linéaires	University of California Berkeley
IMAG-3	simulation des circuits non linéaires	MICADO
ASTAP	simulation des circuits non linéaires	IBM
ECAP II	simulation des circuits non linéaires	IBM
SYSCAP	–	Control Data France
CSC-TRAC	analyse et effet des défauts	Computer Sciences
I/TRAC	analyse et optimisation	Berne Electronics

Il est toutefois nécessaire de disposer d'un logiciel pour adapter ce matériel au dessin (6).

Méthodologie de dessin

Il n'y a pas de méthodologie géné- [illegible] que les approches sont différentes suivant les applications.

Le choix d'une méthode dépendra en particulier des contraintes imposées par le cahier des charges, du prix, du temps disponible, et de nombreuses considérations propres à chaque cas.

Si le système est interactif, il est possible de vérifier et de corriger la cohérence du dessin avec la synthèse du circuit **(fig. 1).**

Trois étapes sont nécessaires :

– l'implantation symbolique (7) pour laquelle les composants élémentaires ou les modules sont représentés par des figures géométriques simples (rectangles, polygones, etc.). La topologie permet de déterminer les connexions entre les modules ;

– l'optimisation du dessin (8-9) qui permet de réduire la surface occupée par l'implantation symbolique. A ce niveau deux techniques prévalent :

● lorsque l'implantation symbolique a été réalisée sur une grille dont le pas est fixé par les contraintes technologiques, un logiciel permet de remplacer les symboles,

● lorsque l'implantation a été réalisée sur une grille relative, un logiciel modifie le dessin de façon à prendre en compte les contraintes technologiques ;

– l'interconnexion (routing) où l'utilisation de logiciels permet d'optimiser les cheminements possibles.

Fabrication et tests

La C.A.O. n'intervient pas dans les opérations de fabrication et de test. Toutefois, il nous paraît intéressant d'évoquer les étapes d'élaboration et de contrôle faisant appel à l'utilisation de l'ordinateur (F.A.O. : Fabrication Assistée par Ordinateur).

Les opérations de fabrication : oxydation, diffusion, épitaxie, implantation ionique, peuvent être simulées. Les résultats donnent des informations nécessaires à la fabrication,

comme par exemple les profils de dopage (10-11).

La complexité des circuits rend indispensable l'automatisation des opérations de test. Des logiciels permettent de décrire des séquences de tests statiques et dynamiques dont les résultats seront exploités directement ou stockés en mémoire pour un traitement ultérieur.

Les logiciels utilisés en C.A.O.

Dans les quatre tableaux de ces pages, nous donnons une liste de logiciels utilisés dans les phases d'élaboration des circuits intégrés, ainsi que leur source.

Etant donné le nombre important de logiciels développés, cette liste n'a pas un caractère exhaustif.

J.-L. Gautier
D. Pasquet
P. Pouvil

Logiciels de simulation de fabrication

Nom du programme	Fonction	Source
SUPREM	applications physiques équations de diffusion	University of California, Berkeley
SAMPLE	lithographie, gravure	University of California, Berkeley
TWIST	application aux transistors MOS	University of California, Berkeley

Logiciels d'aide au dessin

Nom du programme	Fonction	Source
AGS-867	représentation physique d'un circuit	Applicon
STIF	dessin hiérarchisé	
CABBAGE	implantation et optimisation	University of California, Berkeley
LTX	« routage »	Bell Labs USA

Bibliographie

[1] **Lafargue A.** : Etablissement du cahier des charges. Méthode DOREMI. Société GIXI 1981.

[2] **Logan J.-R.** : Automatic Network synthesizer identifies standard LSI cells – Computer design (USA) Sept. 1979, p. 113-21.

[3] **Birkner J.** : Reduce random Logic complexity – Electronic Design (USA) August 1978, p. 98-105.

[4] **Carter W.-C., Joyner W.-H. et Brand D** : Symbolic simulation for correct machine design. Proceeding of the 16th Design Automatic Conference, San Diego, California, June 1979, p. 280-6.

[5] **Duhamel P. et Rault J.-C.** : Automatic test – Generations techniques for analog circuits and system I.E.E.E. – Transactions on circuits and systems (USA), CAS-26 n° 7, July 1979, p. 411-40.

[6] **Newton A.-R. et Pederson D.-O.** : « Design Aids for VLSI : the Berkeley Perspectives » I.E.E.E. – Transactions on circuits and systems – VOL CAS-28 n° 7, July 1981, p. 666-680.

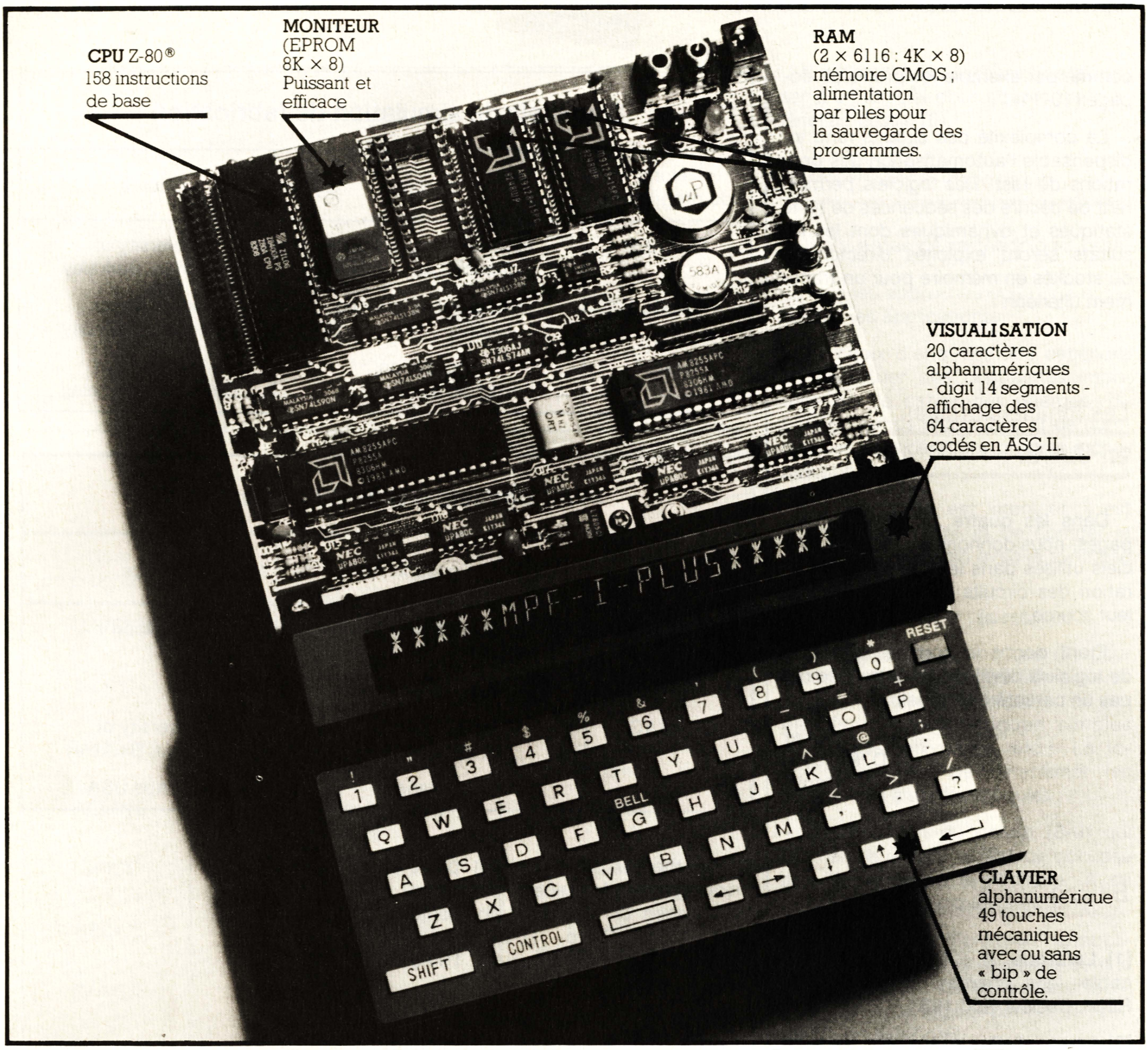
[7] **Lauther U.** : « A min-cut placement algorithm for general cell assemblies based on a graph representation » – in Proc. 16th Design Automation conf., June 1976, p. 1-10.

[8] **Hsueh M.-Y. et Pederson D.-O.** : « Computer-aided layout of LSI circuit building blocks » – in Proc. I.E.E.E. int. symp. on circ. and syst., Tokyo, Japon, 1979, p. 474-477.

[9] **Hsueh M.-Y.** : « Symbolic Layout and compaction of integrated circuits » – ERL Memo UCB/ERL M 79/80 – Univ. of California Berkeley, Dec. 1979.

[10] **Oldham W.-G, Nandgaodnkar S.-N., Neureuther A.-R. et O'Toole M.** : « A general simulator for VLSI lithography and etching » processes : Part 1 – Application to projection lithography – I.E.E.E. – Trans. Electron. Devices, vol. ED-26, April 1979, p. 717-723.

[11] **Oldham W.-G., Neureuther A.-R., Sung C., Reynolds J.-L. et Nandgaodnkar S.-N** : « A general simulator for VLSI lithography and etching processes. Part II – « Application to deposition and etching » – I.E.E.E. Trans. Electron Devices , vol. ED27, August 1980, p. 666-680.

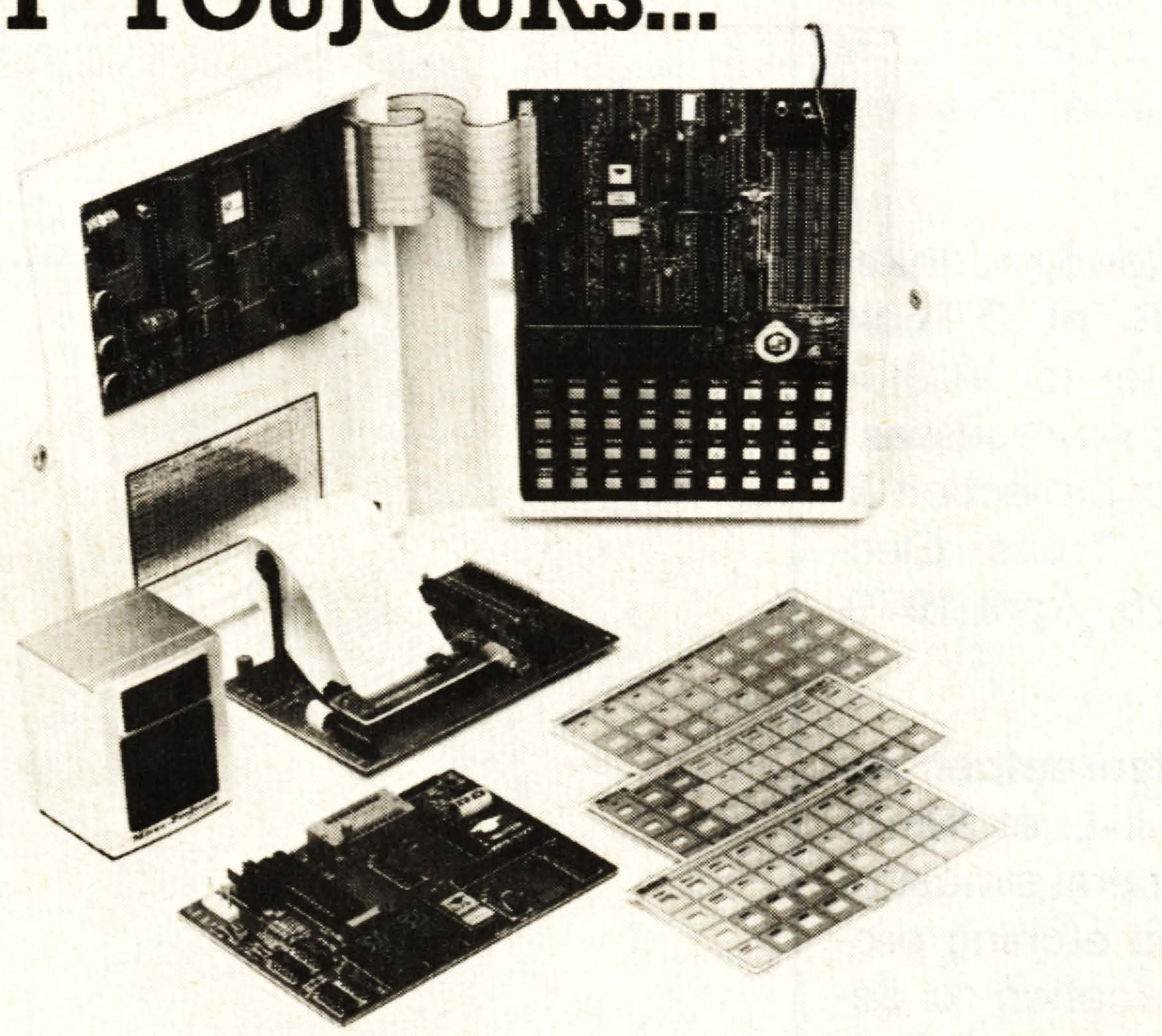


LE MICROPROFESSOR 1 PLUS

LANGAGE MACHINE - ASSEMBLEUR - BASIC - FORTH

"MICROPROFESSOR" est une marque déposée MULTITECH

ET TOUJOURS...



LE MPF 1 B

11 bis, rue du COLISÉE -
75008 PARIS - Tél. : 359.20.20

Veuillez me faire parvenir :

☐ MPF-1 PLUS au prix de 1.995 F T.T.C.
(Matériel livré avec langage machine et assembleur)

☐ Option 1 PLUS : BASIC ou FORTH prix unitaire 400 F T.T.C.

☐ MPF-1 A au prix de 1.295 F T.T.C.

☐ MPF-1 B au prix de 1.395 F T.T.C.
avec notice et alimentation - port compris

Les modules supplémentaires :

☐ Imprimante - 1.095 F port compris

☐ Programmateur EPROM - 1.495 F port compris

☐ Synthétiseur Musical - 1.095 F port compris

☐ Votre documentation détaillée

NOM : ______________________

ADRESSE : ______________________

____

Ci-joint mon réglement (chèque bancaire ou C.C.P.)
Signature et date :

TECHNIQUES VISUELLES - 770-68-36

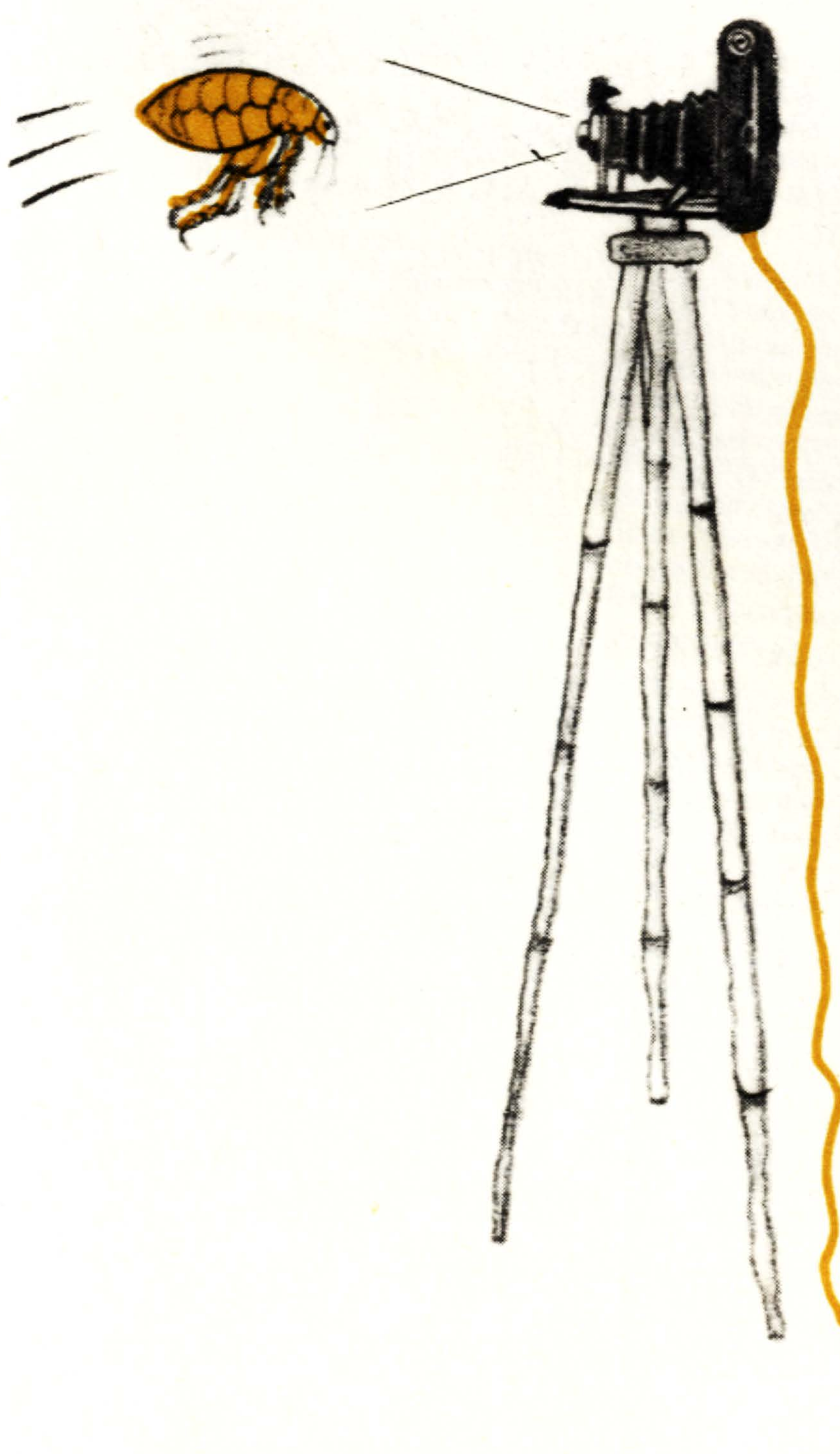
EA

SERVICE-LECTEURS N° 259



Vers la photographie informatique ?

Au fur et à mesure que s'améliore la résolution des écrans informatiques, on assiste à la reproduction, par des moyens entièrement logiciels, d'images télévisées de qualité de plus en plus stupéfiante. Bien des domaines professionnels font bien sûr appel à des systèmes « imageurs » performants. Au niveau de l'informatique d'amateur, on assiste à diverses tentatives visant à rendre possible le transfert sur écran (ou sur imprimante) d'images raisonnablement ressemblantes des sujets les plus variés. Serait-ce le point de départ d'une nouvelle conception de la photographie d'amateur ?

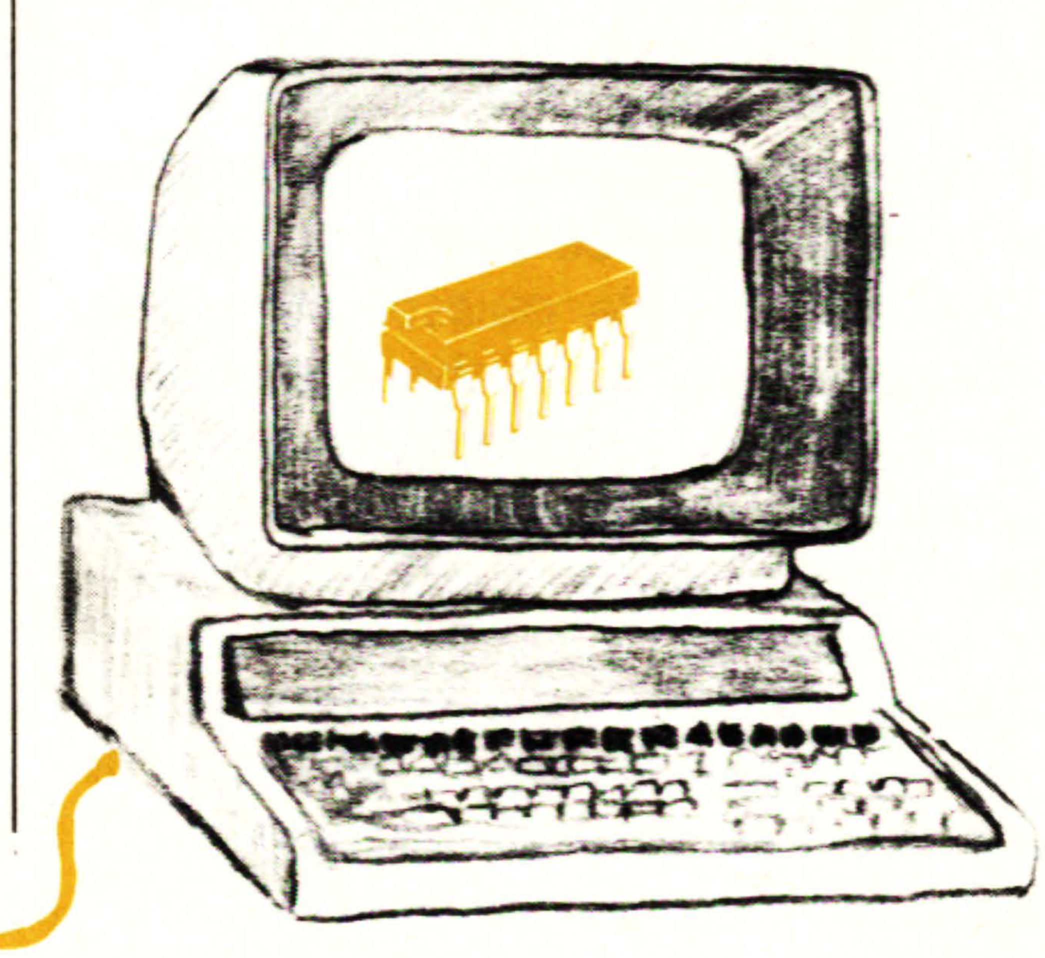


Quelques procédés de saisie d'image

Si l'on excepte les cas de génération directe d'images par la machine, à partir des informations les plus diverses, on peut cataloguer un grand nombre de procédés atteignant des degrés de sophistication extrêmement divers.

Les meilleures performances sont obtenues par couplage d'une caméra vidéo (noir ou couleur) à un ordinateur, lui-même équipé d'un écran et/ou d'une imprimante.

Aux Etats-Unis, on ne compte plus les boutiques offrant un « portrait informatique » à la minute : l'imprimante reproduit, par un choix judicieux de caractères alphanumériques, les diverses nuances de gris de l'image captée par la caméra placée devant le client.



Techniquement, les choses ne sont pas aussi simples, car les vitesses de fonctionnement d'une caméra TV et d'un microprocesseur n'ont rien de comparable.

Même en se limitant à 300 points par 625 lignes, on aboutit à la nécessité d'échantillonner le signal vidéo à près de 5 MHz, soit plus que la fréquence d'horloge de l'immense majorité des petits ordinateurs.

Il faut donc prévoir des systèmes d'interface capables d'alimenter le calculateur en informations à une cadence raisonnable.

Le coût assez élevé de l'équipement complet le rend pour le moment inaccessible à l'amateur d'informatique domestique.

Il est par contre plus commode de « recopier » un document existant (photo ou dessin) par des moyens partiellement manuels. Différentes familles de systèmes digitaliseurs permettent en effet de coupler un « stylo », actionné à la main, avec l'écran d'un ordinateur.

Il existe ainsi des « tablettes de digitalisation » contenant un réseau serré de capteurs capables de détecter la position d'un « crayon électronique » déplacé sur sa surface.

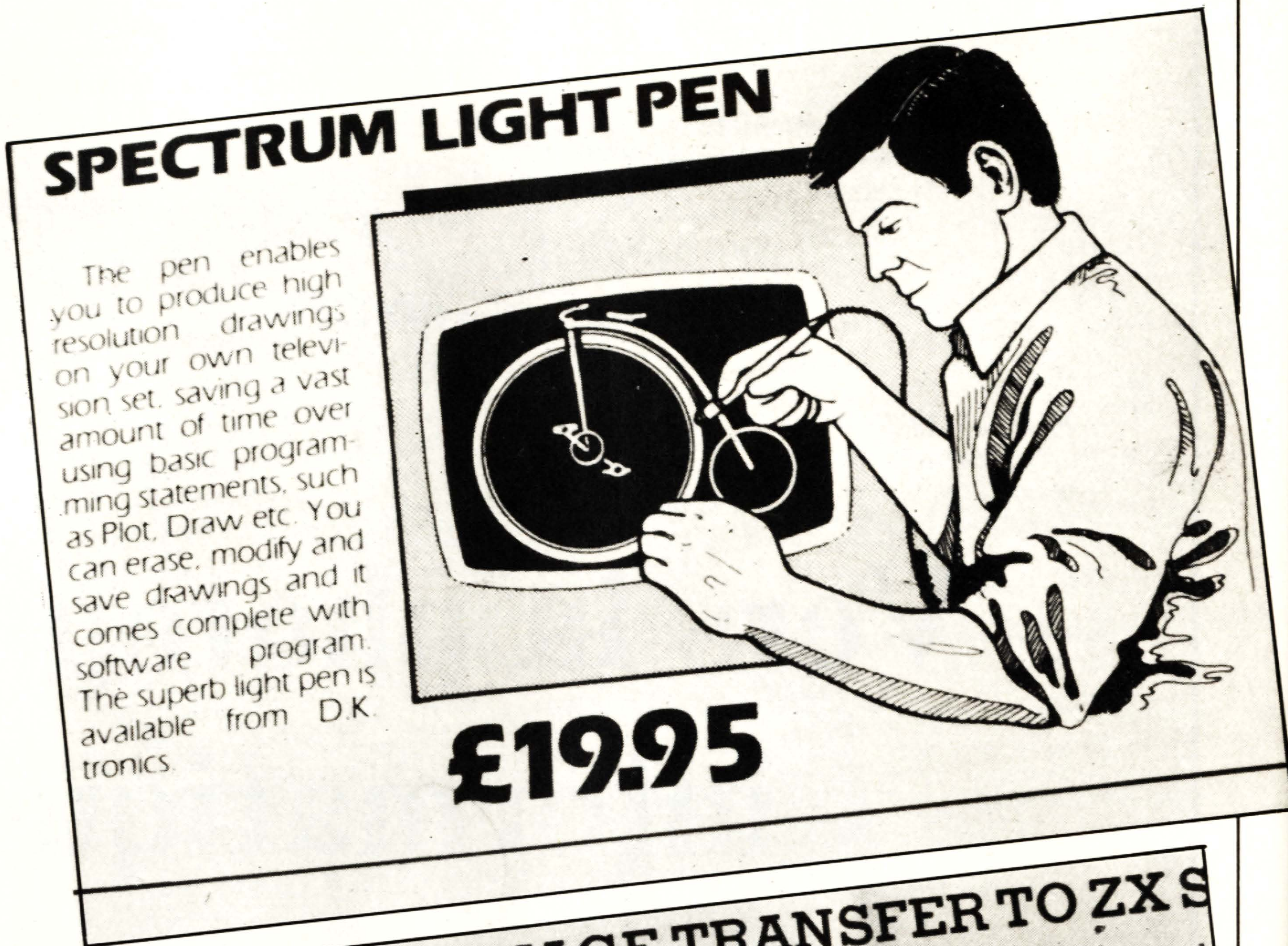
La construction de ces appareils restant assez coûteuse, on les rencontre surtout en milieu professionnel.

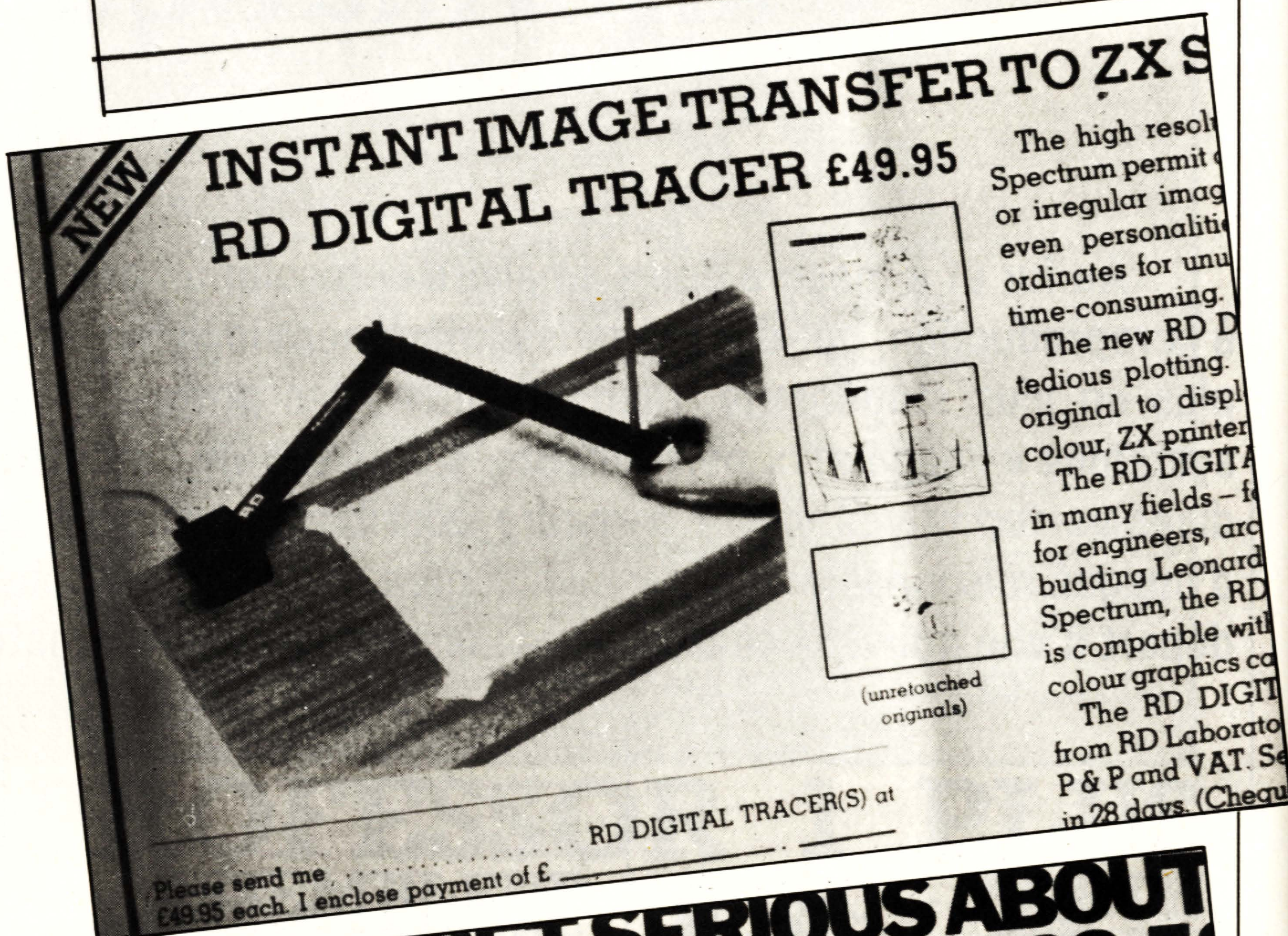
Il est un peu plus commode de détecter la position d'un crayon « photoélectrique » déplacé à la surface de l'écran TV. Des fabricants comme **DK Tronics** proposent ainsi des accessoires de ce type pour les machines **Sinclair.**

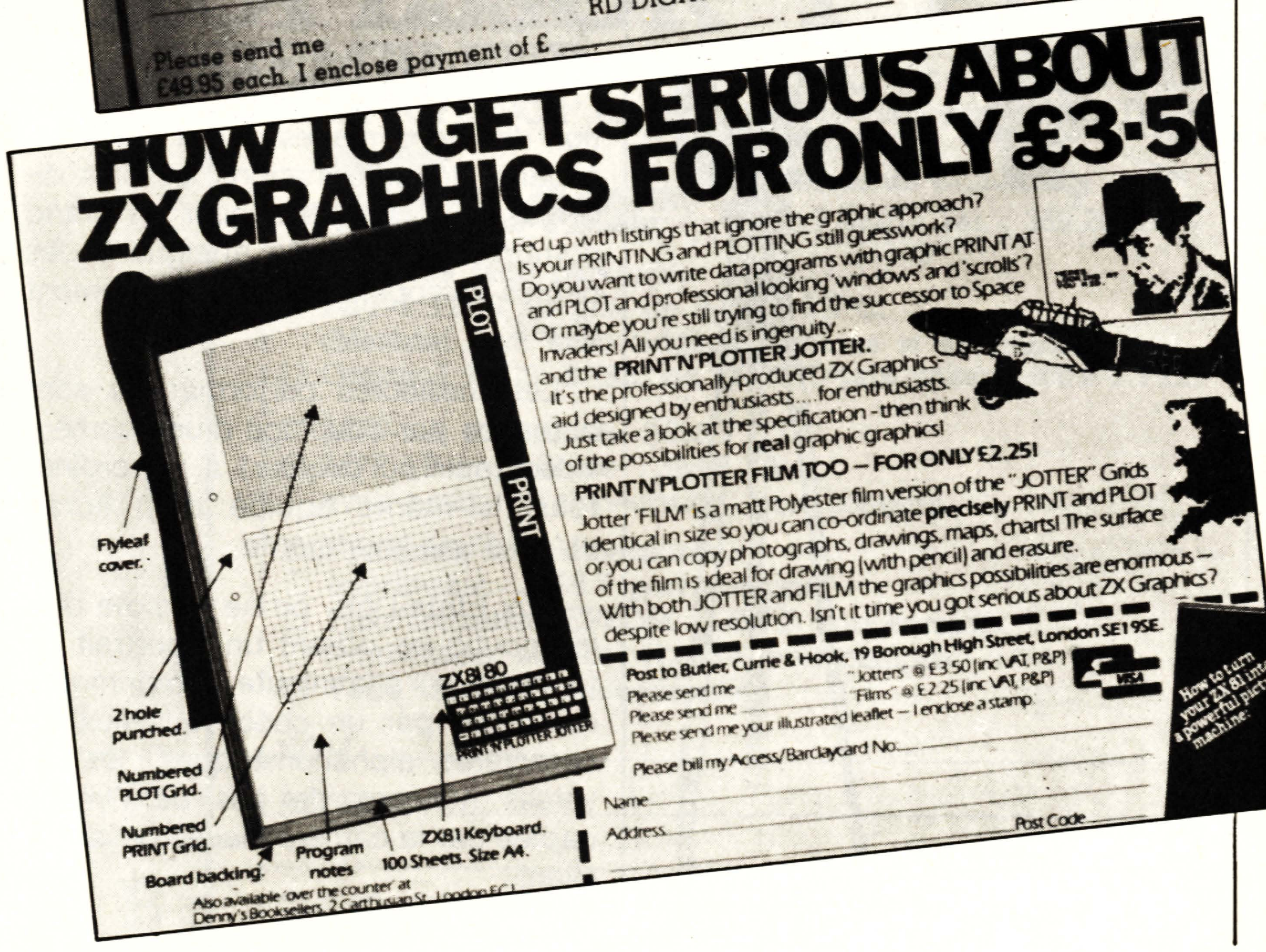
Le nec plus ultra reste néanmoins le très astucieux bras de **RD Laboratories** : il s'agit d'une sorte de demi-pantographe articulé, muni de deux potentiomètres. Un double convertisseur analogique-numérique informe en permanence l'ordinateur de la position du stylo fixé en bout de bras.

Il suffit donc de suivre un contour quelconque avec ce stylo pour qu'un logiciel très simple puisse reproduire sur l'écran un tracé homothétique, plus ou moins précis selon que l'on dispose ou non de la « haute résolution graphique ».

La construction de systèmes voisins est très possible à partir de la carte d'entrée analogique 8EA fabriquée en France par **Sidena** et distri-







buée par **Direco.** C'est bien sûr la partie mécanique qui pose le plus de problèmes, mais il est avantageux de transformer certains jouets disponibles à très bas prix (**Telecran** par exemple). Des potentiomètres multitours permettront d'atteindre de très honnêtes performances.

Une solution hautement économique est enfin proposée par un fabricant britannique : Print'N Plotter n'est en effet rien d'autre qu'un bloc de feuilles de papier sur lesquelles sont imprimées des grilles graduées en coordonnées Print et Plot compatibles ZX 81. Il suffit donc de tracer un modèle sur le bloc (ou de poser une feuille **Print'N Plotter** transparente sur l'original), pour qu'un très simple logiciel d'acquisition permette de fournir à la machine toutes les informations lui permettant de reconstituer le graphisme !

Pour notre part, nous avons adopté une démarche différente, partant du principe qu'il est facile de projeter une diapositive directement sur l'écran du téléviseur, ou de dessiner sur celui-ci sans danger, grâce à des marqueurs à pointe feutre facilement effaçables (spéciaux pour rétroprojection).

Un logiciel de transfert d'images

Le programme reproduit ici est destiné à fonctionner sur un ZX-81 équipé d'une extension mémoire d'au moins 16 K-octets.

Son premier soin est de construire un rectangle noir de format maximum. Ce travail n'ayant à être accompli qu'une seule fois, la programmation a été exécutée en Basic, au prix d'une certaine lenteur. Pourquoi un rectangle noir ? Tout simplement afin que l'écran TV non illuminé puisse servir d'écran de projection pour un projecteur de diapositives sans perturber l'image ainsi obtenue !

Tout ce rectangle va ensuite être petit à petit balayé par un caractère gris, destiné à indiquer à l'opérateur l'élément d'image auquel s'intéresse la machine à l'instant présent. Il suffira alors de presser une touche correspondant à un caractère graphique noir et blanc (sans zones grises), pour que ce caractère prenne la place du carré gris. Le caractère entièrement noir sera obtenu grâce à la touche A alors que la touche Ø donnera un caractère blanc.

Une fonction de répétition automatique est prévue : en cas de pression prolongée sur une touche, le caractère correspondant sera reproduit tant que durera l'appui. Cela est précieux pour le remplissage de grandes surfaces.

Il est ainsi facile, tout en « visant » successivement tous les points de l'image projetée grâce au « curseur » gris, de choisir librement le caractère graphique qui transposera le mieux la réalité, compte tenu de ce qui a déjà été fait depuis le début. Souhaite-t-on revenir sur ce choix ? Il suffit de presser la touche X et le caractère venant d'être mis en place est aussitôt remplacé par un nouveau curseur.

La touche Z, pour sa part, permet de lancer une sauvegarde du programme depuis le Basic, **sans revenir au mode commande.** Ce point est important, car, dans ces conditions, l'image présente sur l'écran sera sauvée en même temps, et réapparaîtra automatiquement dès la fin du rechargement en machine. Bien sûr, cette partie de programme pourrait être remplacée par une routine plus complexe, construisant par exemple une chaîne à partir du contenu du fichier d'affichage, mais il s'agit là d'une opération fort classique.

P. Gueulle

```
 10 FOR F=1 TO 704
 20 PRINT CHR$ 128;
 30 NEXT F
 40 FOR L=0 TO 21
 50 FOR C=0 TO 31
 60 PRINT AT L,C;CHR$ 8
 70 LET A$=INKEY$
 75 IF A$="" THEN GOTO 70
 78 GOTO 110
 80 PRINT AT L,C;CHR$ CODE
 82 LET LP=L
 84 LET CP=C
 90 NEXT C
100 NEXT L
110 IF A$="1" THEN LET CODE=1
120 IF A$="2" THEN LET CODE=2
130 IF A$="3" THEN LET CODE=135
140 IF A$="4" THEN LET CODE=4
150 IF A$="5" THEN LET CODE=5
160 IF A$="6" THEN LET CODE=131
170 IF A$="7" THEN LET CODE=3
180 IF A$="8" THEN LET CODE=1[illegible]
190 IF A$="Q" THEN LET CODE=129
200 IF A$="W" THEN LET CODE=130
210 IF A$="E" THEN LET CODE=7
220 IF A$="R" THEN LET CODE=132
230 IF A$="T" THEN LET CODE=6
240 IF A$="Y" THEN LET CODE=134
250 IF A$="0" THEN LET CODE=0
260 IF A$="X" THEN GOTO 300
270 IF A$="A" THEN LET CODE=128
280 IF A$="Z" THEN GOTO 330
290 GOTO 80
300 PRINT AT L,C;CHR$ 128
305 LET L=LP
310 LET C=CP
320 GOTO 60
330 SAVE "IMAGE"
340 REM COPYRIGHT 1983
```

Micro informatique

Routine de scrutation pour ZX-81

Dans le cadre des articles que notre revue publie régulièrement sur le ZX-81 et ses nombreuses utilisations, voici une étude originale. Elle porte en effet sur la routine de scrutation du ZX-81, dont on détaille le fonctionnement et le listing. Cette routine est adaptée à la fois à la synchronisation TV européenne et américaine.

La routine de scrutation du clavier du ZX-81

Cette routine, située à 699-02BBh dans la MEM du micro-ordinateur, est appelée par la routine principale d'affichage 50 fois par seconde. Elle retourne un code dans HL correspondant à la touche pressée, ou FFFF pour aucune touche, ou FEFF pour la touche SHIFT seule. Cette routine démarre également les impulsions de synchronisation trame de la TV et charge 55 pour l'Europe (système 625 lignes) ou 31 pour les USA (système 525 lignes) dans la variable système MARGIN.

On trouvera ci-après le listing de cette routine, étiquetée SCRUT. Celle-ci manipule les différents registres du microprocesseur Z-80A. Pour les explications, nous aurons besoin également de l'indicateur C (faisant partie du registre F) que nous appellerons C_i pour le distinguer du registre C.

Le ZX-81, comme tout ordinateur, se compose essentiellement de 4 circuits : le microprocesseur Z-80A, une MEM, une MEV et un circuit d'interface. Le circuit spécialisé *Sinclair,*

699	21,FF,FF	SCRUT	LD HL,FFFF	: initialise
702	01,FE,FE		LD BC,FEFE	: adresse du port ; 1re lecture
705	ED,78		IN A,(C)	: adresse du port
707	F6,01		OR 1	: fait $A_0 = 1$
709	F6,E0		OR 14d	: fait $A_7 = A_6 = A_5 = 1$
711	57		LD D,A	: stocke A
712	2F		CPL	
713	FE,01		CP 1	
715	9F		SBC A,A	
716	B0		OR B	
717	A5		AND L	
718	CF		LD L,A	
719	7C		LD A,H	
720	A2		AND D	
721	67		LD H,A	
722	CB,00		RLC B	: adresse du port ; 2e lecture
724	ED,78		IN A,(C)	: adresse du port
726	38,ED		JR C,−19+2	: 8 lectures ?
728	1F		RRA	: test de SHIFT
729	CB,14		RL H	: valeur dans H
731	17		RLA	
732	17		RLA	
733	17		RLA	
734	9F		SBC A,A	
735	E6, 18		AND 24d	
737	C6,1F		ADD A,31d	
739	32,28,40		LD (4028),A	: (MARGIN)
742	C9		RET	

Tableau 1. – « Listing » expliquant le fonctionnement de la routine.

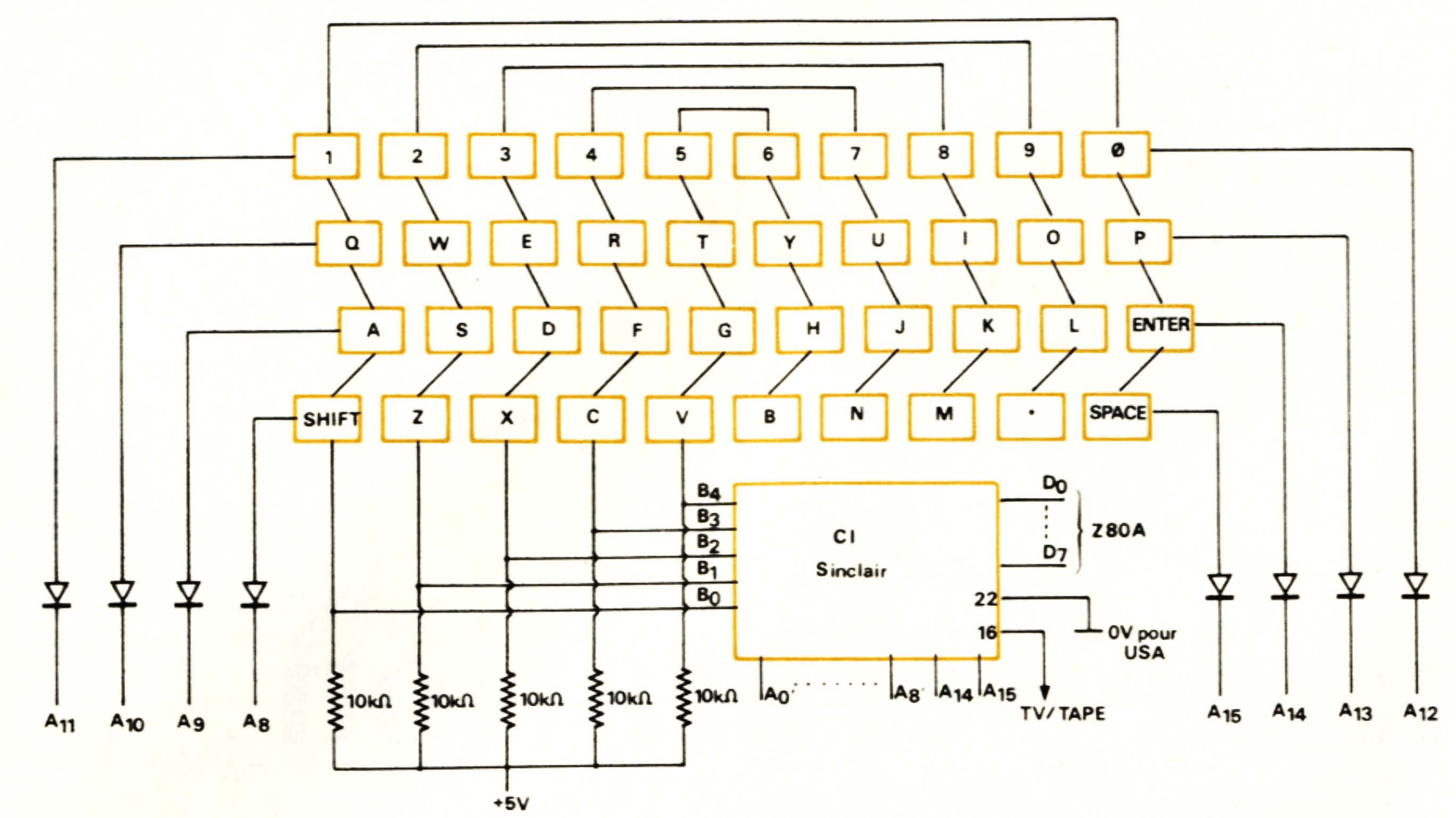


Fig. 1.

C.I.1, sert d'interface. Le C.I.1 relie l'ordinateur aux périphériques. Le « clavier » (bien que constitué de touches sensitives, nous l'appelons ainsi), intégré au même boîtier, est un périphérique. Celui-ci est vu comme un port par le microprocesseur : c'est le port FE qui transmettra ses informations, via le C.I.1, au microprocesseur quand celui-ci recevra une instruction IN. Le port FE sera lu 8 fois (plus une 9ᵉ fois pour la touche SHIFT).

En se référant au schéma de la **figure 1,** voyons comment on lit le clavier. Les lignes d'adresses A8 à A15 seront mises successivement à 0, une seule ligne à la fois. Ces 8 lignes sont raccordées, chacune, à 5 touches. Quand une touche est pressée, il y a liaison entre une ligne A et une ligne B. Par exemple, si on pousse sur 1, nous aurons B0 = 0 quand A11 = 0. Chaque ligne B est reliée à 8 touches.

Le port FE se trouve sur les lignes d'adresses A0 à A7. A ce moment, C.I.1 se conduit comme interface du clavier, il place les informations B0 à B4 sur D0 à D4 et l'état de sa broche 22 sur D6. De plus, ayant ses bits A15 et A14 à 1, il envoie une impulsion de synchronisation vers la TV.

Examinons le fonctionnement de la routine en nous référant au listing **(tabl. 1).**

Après avoir initialisé HL et BC, vient l'instruction IN A,(C). Celle-ci provoque la mise de BC sur le bus d'adresses A15 – A0. Comme (B)=FE, il vient A8=0 et la ligne SHIFT –Z –X –C –V est scrutée ; et comme (C)=FE, il s'agit du port du clavier. Si Z est pressé, B1=0 et le C.I.1 fera D1=0 ; le microprocesseur mettra le bus des données dans son registre A. Au premier passage, on ignore la touche SHIFT en faisant OR 1 qui oblige A0=1 (il s'agit ici du bit 0 du registre A).

On entre ensuite dans une boucle qui a pour but de mettre A dans H et B dans L. Cette boucle sera exécutée huit fois.

OR E0 oblige $A_7=A_6=A_5=1$: on ne considère que les bits A4 à A0 (qui sont le reflet de D4 – D0 et ceux-ci de B4 – B0).

LD D,A stocke A dans D.

Par la suite, nous envisageons deux cas :
1 = une touche pressée
2 = pas de touche.

	1	2
	1 bit de A = 0	A = FF
CPL fait	1 bit de A = 1	A = 0
CP 1 fait	C_i = 0	C_i = 1
SBC A,A fait	A = 0	A = FF
OR B fait	A = FE	A = FF
AND L fait	A = FE	A = FF
LD L,A fait	L = FE	1 = FF
LD A,H fait A = FF		
AND D	1 bit de A = 0	A = FF
LD H,A	1 bit de H = 0	H = FF

RLC B fait une rotation à gauche de B avec B_7 allant dans C_i et dans B_0.

Voici les valeurs successives de B et de C_i :

B = C_i, FE, FD = 1, FB = 1, F7 = 1, EF = 1, DF = 1, BF = 1, 7F = 1, FE = 0.

A la 8ᵉ rotation, B redevient FE et C_i = 0 et on quitte la boucle. Exécutée pour la 9ᵉ fois, l'instruction IN A, (C) relit les 5 premières touches. Si SHIFT est pressé, on aura A_0=0 et RRA fera C_i = 0 ; RL H mettra C_i dans H_0. Le registre H aura donc 2 bits à 0 si SHIFT et une autre touche ont été pressées.

Ensuite RLA pour rétablir A, tout au moins les 7 bits hauts.

Puis RLA qui amène A_7 dans C_i.
Puis RLA qui amène A_6 dans C_i.

	Si C_i = 0	Si C_i = 1
SBC A,A fait	A = 0	A = FF
AND 24d fait	A = 0	A = 24
ADD A,31d fait	A = 31 (pour les USA)	A = 55 (pour l'Europe)

Quand on a détecté une touche pressée dans un passage de la boucle, tous les passages suivants feront en OR B que A = FF et en AND L que A = L. Et de même en LD A,H que A = H et en AND D que A = H puisque D = FF aux passages suivants.

Ce décodage est astucieux et plein d'enseignement pour ceux qui s'intéressent aux codes machine.

Voici un programme Basic qui vous permettra de visualiser la valeur d'une touche pressée, seule ou « shiftée ».

```
 5 PRINT "TOUCHE"; TAB 8;
   "H  L","H   L"
10 IF INKEY$ ="" THEN GOTO 10
20 LET X$ = INKEY$
30 LET A=PEEK 16422
40 LET B=PEEY 16421
50 PRINT
60 PRINT X$; TAB 8;
   CHR$ (INT(A/16)+28)
   + CHR$(A–INT(A/16)*16+28);
70 PRINT ":";CHR$(INT(B/16)+28)
   + CHR$(B–INT(B/16)*16+28),
80 PRINT A;":";B
90 GOTO 10
```

N.B. – Dans la ligne 5, le 3ᵉ article PRINT contient deux espaces, et le 4ᵉ trois espaces.

M. Henrot

Micro informatique

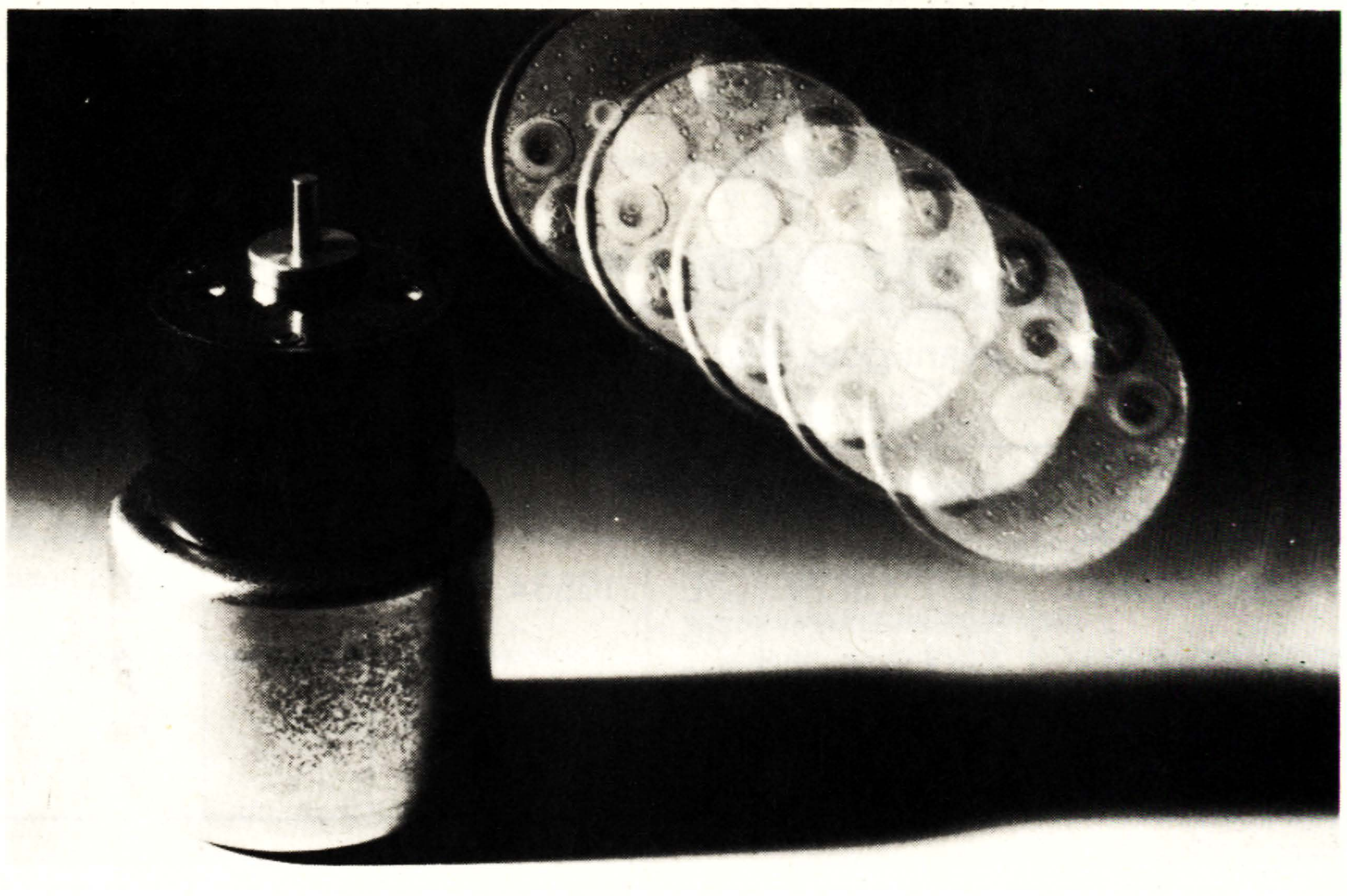
Pilotage d'un moteur pas-à-pas avec le ZX 81

Quoi de plus passionnant que cette approche de l'informatique qui, en fait, est celle de la robotisation : un microprocesseur qui ordonne en fonction de ses données externes, voici déjà un premier pas vers l'automatisme intelligent. Le ZX 81 peut devenir un outil intéressant, facilement exploitable et économique dans le domaine de l'automatisme si on lui adjoint la carte 8 ES (voir aussi l'article de P. Gueulle dans le n° 29).

Dans notre article, le ZX 81 s'est vu confier la tâche de piloter un montage d'étude. L'obtention de déplacements précis et la lecture de tensions analogiques étaient nécessaires au processus expérimental.

Le choix d'un moteur pas-à-pas répondait au critère de précision et un circuit convertisseur analogique-digital 8 bits de chez Intersil (ADC 0801 ou ADC 0804) permettait la transformation de l'information analogique en une série de 8 bits, compréhensibles par la carte 8 ES.

Le ZX 81 pouvait alors entrer en scène avec sa carte 8 ES et, bien sûr, son extension mémoire 16 K.



Le moteur pas-à-pas

Un moteur pas-à-pas se commande en général par le jeu de basculements de quatre interrupteurs (physiquement des transistors fonctionnant en tout ou rien), intercalés dans le circuit des bobines du moteur (voir **fig. 1**).

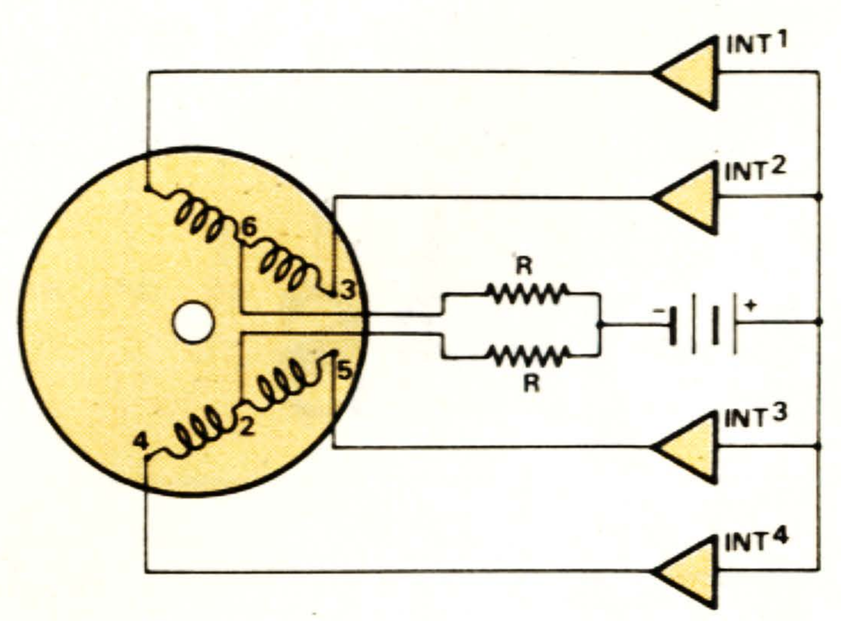


Fig. 1.

Pour maîtriser son fonctionnement, *Superior Electric* donne la succession des ouvertures et des fermetures à assurer, qui se traduisent par une série de nombres binaires (ou hexadécimaux), si on adjoint à chaque bobine une sortie de carte 8 ES (INT 1 = bit 3 ; INT 2 = bit 2 ; INT 3 = bit 1, INT 4 = bit 0, voir **tableau 1**).

Pour provoquer une rotation du moteur dans un sens ou dans l'autre, il suffit alors d'imposer aux huit sorties de la carte 8 ES les séquences 8 pas ou 4 pas comme définies par le **tableau 1,** soit dans l'ordre 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 1 ou 1, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1 pour l'incrément angulaire de 0,9°, soit dans l'ordre 1, 2, 3, 4, 1 ou 1, 4, 3, 2, 1 pour l'incrément angulaire de 1,8°.

Toutefois, avant d'associer moteur pas-à-pas et carte 8 ES, il faut s'assurer que le niveau de l'intensité passant dans les bobines reste inférieur à 2 A. Dans le cas où cette valeur est dépassée, il est nécessaire de rajouter un inerface composé de relais à couplage opto-électronique ayant des pouvoirs de coupure plus importants (exemple : DC 60 MP de chez *Opto 22,* dans notre cas) et conservant la rapidité de la carte 8 ES (voir **fig. 2**).

SEQUENCE POUR 8 PAS DE 0,9°					
PAS	INT 1	INT 2	INT 3	INT 4	REGISTRE A
1	ON	OFF	ON	OFF	0A (HEXA)
2	ON	OFF	OFF	OFF	08
3	ON	OFF	OFF	ON	09
4	OFF	OFF	OFF	ON	01
5	OFF	ON	OFF	ON	05
6	OFF	ON	OFF	OFF	04
7	OFF	ON	ON	OFF	06
8	OFF	OFF	ON	OFF	02
1	ON	OFF	ON	OFF	0A
	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0	

SEQUENCE POUR 4 PAS DE 1,8°					
PAS	INT 1	INT 2	INT 3	INT 4	REGISTRE A
1	ON	OFF	ON	OFF	0A (HEXA)
2	ON	OFF	OFF	ON	09
3	OFF	ON	OFF	ON	05
4	OFF	ON	ON	OFF	06
1	ON	OFF	ON	OFF	0A
	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0	

Tableau 1. – Séquences d'ouverture-fermeture selon Superior Electric.

Le programme pilotant le moteur pas-à-pas

On peut le voir à la **figure 3.** Celui-ci débute par une série d'instructions ayant pour effet l'affichage d'informations destinées à l'éventuel utilisateur du système (voir **fig. 4**). Ces lignes (4 à 390) ne sont pas nécessaires à la compréhension du programme.

La commande du moteur pas-à-pas est assurée exclusivement par les quatre sous-programmes compris entre les lignes 1100 à 1494. Ceux-ci activent les huit routines en langage machine **(tabl. 2)** insérées sous forme de commentaires dans la première instruction REM (ligne 1). Elles occu-

adresse	code	adresse	code	adresse	code	adresse	code	adresse	code	adresse	code	adresse	code	adresse	code
16514	3E 0A D3 3F C9	16519	3E 09 D3 3F C9	16524	3E 05 D3 3F C9	16529	3E 06 D3 3F C9	16534	3E 08 D3 3F C9	16539	3E 01 D3 3F C9	16544	3E 04 D3 3F C9	16549	3E 02 D3 3F C9

Tableau 2. – Les huit routines en langage machine.

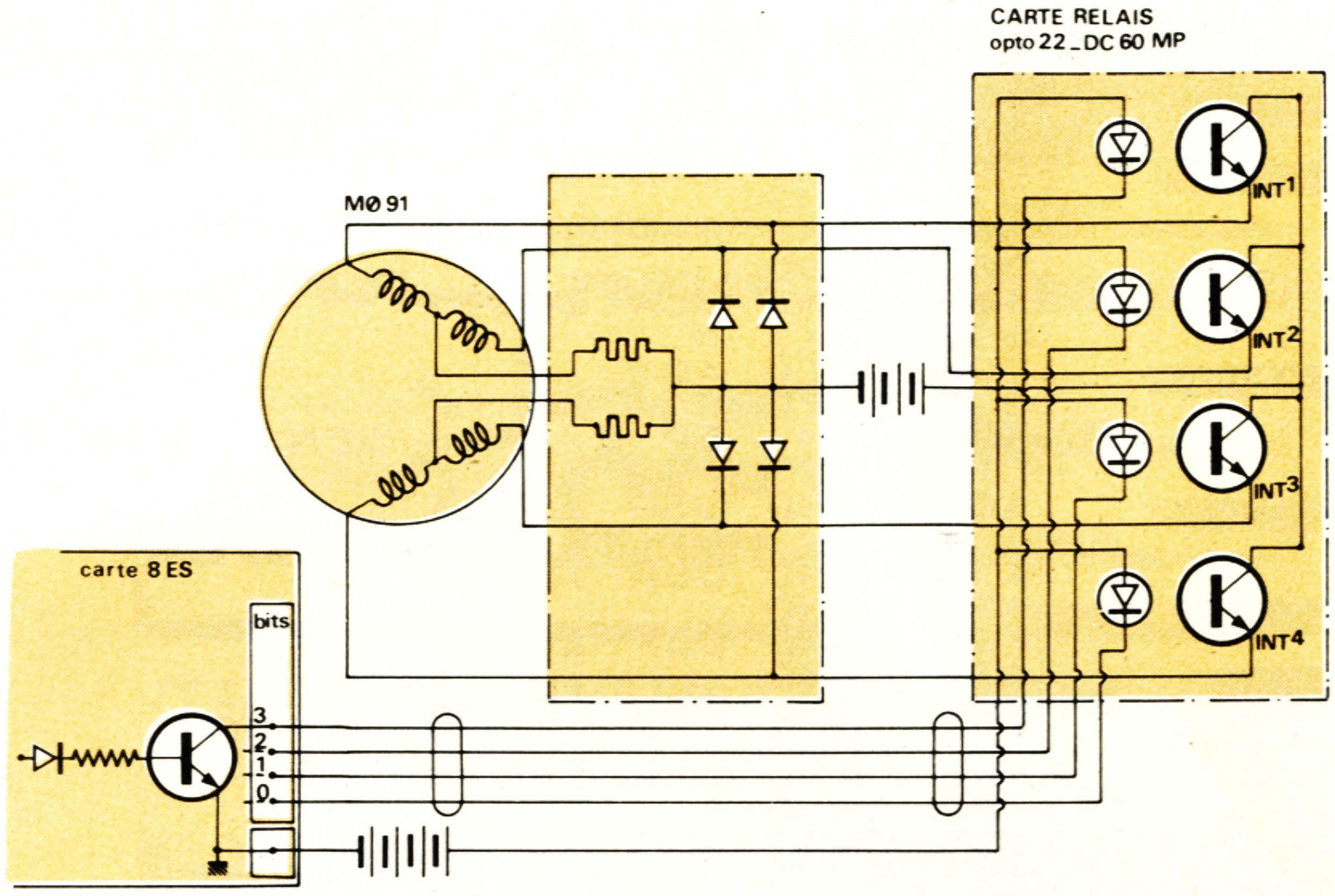


Fig. 2.

pent 40 octets (adresses 16514 à 16553) qui sont implantés sous forme hexadécimale grâce aux instructions 9000 à 9100 du programme (1).

Avant implantation, il faut évidemment prévoir une ligne REM composée de 40 caractères commentaires quelconques. Le programme fonctionne en conversationnel et demande plusieurs choix à l'utilisateur : choix du sens, de l'incrément angulaire, du nombre de séquences (dans notre cas une séquence provoque un déplacement angulaire de l'arbre du moteur de 7,2°, quel que soit l'incrément

---

(1) Langage machine/Trucs et astuces sur ZX 81, Gabriel Nollet (Eyrolles).

```
   1 REM Y PEEK ZTAN Y PEEK ZTAN
 Y PEEK ZTAN Y PEEK ZTAN Y PEEK
 ZTAN Y PEEK ZTAN Y PEEK ZTAN Y P
 EEK ZTAN XXXXXXXXXX
   4 PRINT " PAGE1 "
   5 PRINT "   PROGRAMME MASTER STEP  "
   6 PRINT " OBJET CONTROLE D UN MOTEUR PAS "
   7 PRINT " A PAS "
   8 PRINT " SOURCE LABO THERMIQUE (ENSMA) "
   9 PRINT " PROGRAMME ECRIT PAR [illegible] "
  10 PRINT " MODIFICATION DU [illegible]/1983 "
  11 PRINT " "
  12 GOSUB 1700
  14 STOP
  15 PRINT " PAGE2 "
  20 PRINT "  DC STEPPING CIRCUIT (MO91) "
  22 PRINT "      (SCHEMAS DE PRINCIPE) "
  23 PRINT " "
  24 PRINT
  25 PRINT " SW1 "
  30 PRINT " "
  35 PRINT " SW2 "
  40 PRINT " "
  42 PRINT " "
  44 PRINT "     R=22   "
  46 PRINT " ALIM "
  48 PRINT "     R=22   "
  50 PRINT " "
  52 PRINT " SW3 "
  54 PRINT " "
  56 PRINT " SW4 "
  60 GOSUB 1700
  64 STOP
 100 REM "COMMENTAIRES"
 110 PRINT " PAGE3 "
 120 PRINT "     PILOTAGE MO91-F [illegible] "
 125 PRINT " "
 130 PRINT " "
 140 GOSUB 1000
 160 PRINT " CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES  "
 180 PRINT " "
 200 PRINT "  TENSION ALIM MOTEUR MO91 [illegible] "
 210 GOSUB 1000
 220 PRINT "  AMPERES PAR PHASE [illegible] "
 230 GOSUB 1000
 240 PRINT "  INTERFACE RELAIS [illegible] "
 260 GOSUB 1000
 280 PRINT "  DIODES DE PROTECTIONS IN4004  "
 300 GOSUB 1000
 320 PRINT "  BITS 0=SW4 1=SW3 2=SW2 3=SW1  "
 340 GOSUB 1000
 360 GOSUB 1700
 390 STOP
 400 REM "INTODUCTION DES DONNEES"
 405 PRINT " PAGE4 "
 410 PRINT "    INTRODUCTIONS DES DONNEES "
 415 PRINT " "
 416 PRINT
 417 PRINT " TAPEZ F POUR STOPER UN AUTRE CARACTERE POUR POURSUIVRE "
 418 INPUT F$
 419 IF F$="F" THEN GOSUB 1600
 420 CLS
 423 PRINT "
     CHOIX DU SENS DE ROTATION "
 425 PRINT " HORL=SENS HORLOGE TRIGO=INVERSE "
 430 PRINT " "
 435 PRINT "            DONNEZ VOTRE CHOIX? "
 440 INPUT S$
```

▶▶

Fig. 3.

```
 442 IF S$<>"HORL" AND S$<>"TRIG
O" THEN GOSUB 1500
 445 CLS
 450 PRINT "    CHOIX DU PAS 1.8
 OU 0.9          "
 455 PRINT "    TAPEZ 1.8 OU 0.9
                 "
 460 INPUT PAS
 462 IF PAS<>1.8 AND PAS<>0.9 TH
EN GOSUB 1500
 465 CLS
 470 PRINT "      CHOIX DU NOMBRE
DE SEQUENCES"
 475 INPUT NSEQ
 480 CLS
 481 PRINT "          DONNEES INT
RODUITES         "
 482 PRINT "SENS=",S$
 483 PRINT "INCREMENT ANGULAIRE",
PAS
 484 PRINT "NBRE DE SEQUENCES=",
NSEQ
 485 IF S$="HORL" AND PAS=1.8 TH
EN GOSUB 1200
 490 IF S$="TRIGO" AND PAS=1.8 T
HEN GOSUB 1100
 495 IF S$="HORL" AND PAS=0.9 TH
EN GOSUB 1400
 500 IF S$="TRIGO" AND PAS=0.9 T
HEN GOSUB 1300
1000 REM "SP TIRETS"
1010 PRINT "I--------------------
-----------I"
1020 RETURN
1100 REM "SP PAS ENTIER,SENS HOR
LOGE"
1105 RAND USR 16514
1110 FOR N=1 TO NSEQ
1115 RAND USR 16519
1120 RAND
1125 RAND USR 16524
1130 RAND
1135 RAND USR 16529
1140 RAND
1145 RAND USR 16514
1150 NEXT N
1154 GOTO 400
1155 RETURN
1200 REM "SP PAS ENTIER,SENS TRI
GONOMETRIQUE"
1205 RAND USR 16514
1210 FOR J=1 TO NSEQ
1215 RAND USR 16529
1220 RAND
1225 RAND USR 16524
1230 RAND
1235 RAND USR 16519
1240 RAND
1245 RAND USR 16514
1250 NEXT J
1254 GOTO 400
1255 RETURN
1300 REM "SP 1/2PAS SENS HORLOGE"

1305 RAND USR 16514
1310 FOR M=1 TO NSEQ
1315 RAND USR 16534
1320 RAND
1325 RAND USR 16519
1330 RAND
1335 RAND USR 16539
1340 RAND
1345 RAND USR 16524
1350 RAND
1355 RAND USR 16544
1360 RAND
1365 RAND USR 16529
1370 RAND
1375 RAND USR 16549
1380 RAND
1385 RAND USR 16519
1390 NEXT M
1394 GOTO 400
1395 RETURN
1400 REM "SP 1/2PAS SENS TRIGONO
METRIQUE"
1405 RAND USR 16514
1410 FOR K=1 TO NSEQ
1415 RAND USR 16549
1420 RAND
1425 RAND USR 16529
1430 RAND
1435 RAND USR 16544
1440 RAND
1445 RAND USR 16524
1450 RAND
1455 RAND USR 16539
1460 RAND
1465 RAND USR 16519
1470 RAND
1475 RAND USR 16534
1480 RAND
1485 RAND USR 16514
1490 NEXT K
1494 GOTO 400
1495 RETURN
1500 REM "SP DE SORTIE DE PROGRA
MME"
1504 CLS
1505 FOR L=1 TO 3
1510 PRINT "  ERREUR DE DONNEES"
1512 FOR I=1 TO 4
1513 NEXT I
1514 CLS
1515 NEXT L
1520 GOTO 400
1525 RETURN
1600 REM "SP FIN"
1605 CLS
1610 PRINT "REFAITES RUN POUR RE
PARTIR      "
1615 STOP
1620 RETURN
1700 REM "SP COMMENTAIRE"
1701 PRINT
1705 PRINT "UTILISEZ L INSTRUCTI
ON CONT POUR POURSUIVRE"
1710 RETURN

9000 FOR N=16514 TO 16554
9010 INPUT A$
9020 SCROLL
9030 IF A$<>"R" THEN GOTO 9070
9040 LET N=N-1
9050 PRINT N;"  ";
9060 INPUT A$
9070 PRINT A$
9080 POKE N,16*CODE A$+CODE A$(2
)-476
9090 NEXT N
9100 STOP
```

Fig. 3 (suite).

```
 PAGE1
    PROGAMME  MASTERSTEP
OBJET CONTROLE D UN MOTEUR PAS
A PAS
SOURCE LABO THERMIQUE(ENSMA)
PROGAMME ECRIT PAR B-GUILLOU
MODIFICATION DU 02/02/1983

UTILISEZ L INSTRUCTION CONT POUR
 POURSUIVRE
```

Suite du listing page suivante

◀ Fig. 4.

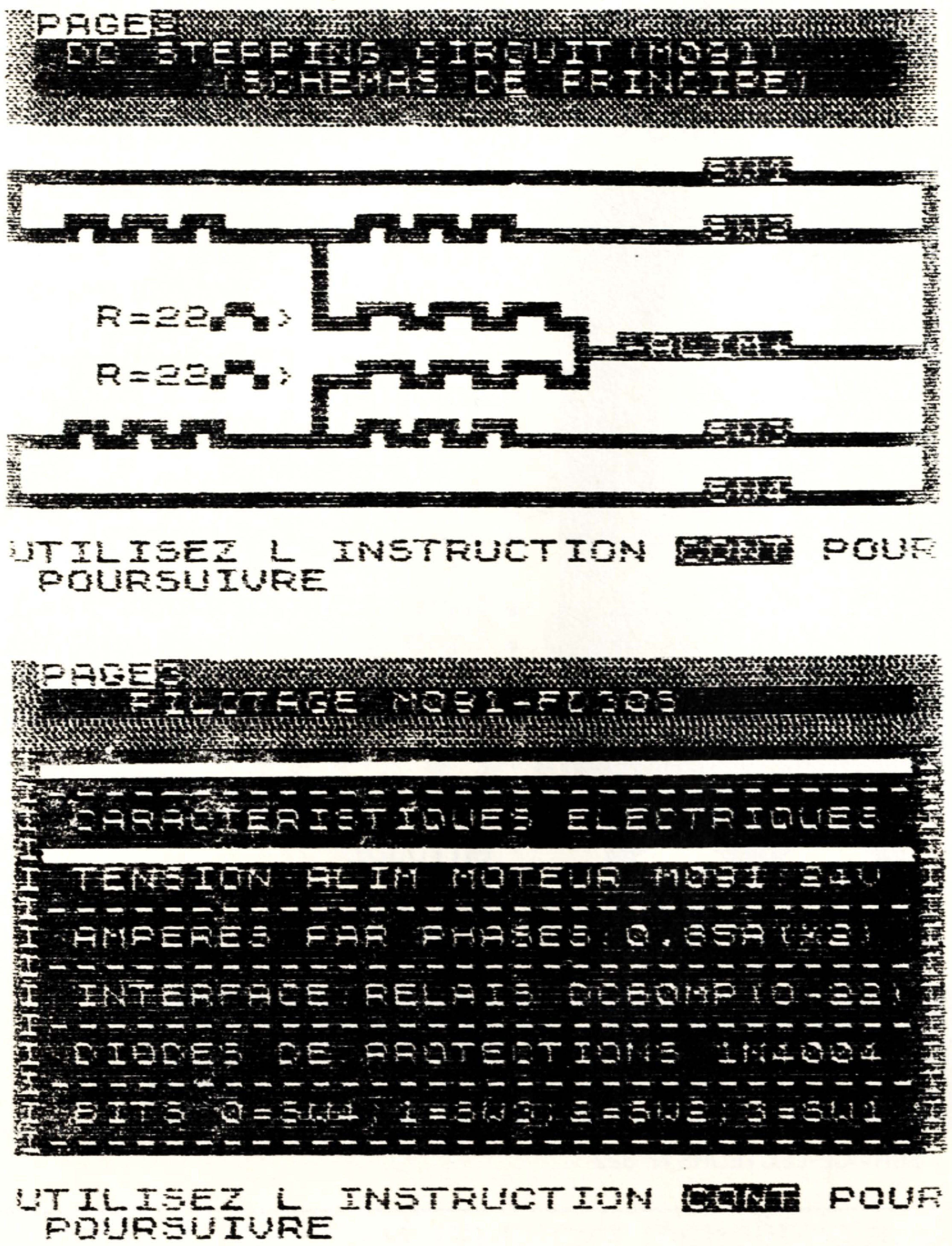


Fig. 4 (suite de la page précédente).

```
  1 REM <=ZM RNDTAN
 15 RAND USR 16514
 20 LET D=PEEK 16520
 25 LET V=(D*5./255)
 30 PRINT AT 10,5;"TENSION LUE
";V
 35 GOTO 10
```

Fig. 6.

choisi, mais, suivant l'utilisation, on peut évidemment obtenir des rotations élémentaires de 1,8° ou 0,9°).

Lecture d'une tension analogique

Le circuit ADC 0801 (ou ADC 0804) de chez *Intersil* ne présente pas, ou peu, de difficultés à câbler (voir extrait de la documentation *Intersil* **fig. 5**) et à mettre en œuvre avec la carte 8 ES. Il suffit d'associer ses 8 bits de sortie (DB_0, DB_1... DB_7) à ceux de la carte 8 ES.

Le petit programme d'essai de la **figure 6** en montre l'utilisation. Il effectue la lecture du port d'entrée de la carte 8 ES grâce à l'instruction Basic < USR > 16514 qui active une instruction machine INA, 63 enregistrant l'état des 8 bits d'entrée dans le registre A.

Celui-ci est recopié par la suite dans un emplacement mémoire (16520 dans notre cas) récupéré par l'intermédiaire de la variable D qui sera convertie en tension en sachant que la pleine échelle (8 bits à 1 ou 255 en décimal) correspond à 5 V.

Ce programme peut être ajouté à celui du pilotage du moteur pas-à-pas (c'est ce qui a été fait dans notre cas), si l'on prend soin de placer les instructions-machine suivantes : (DB 3F, 32 B1 40, C9) à partir de l'adresse

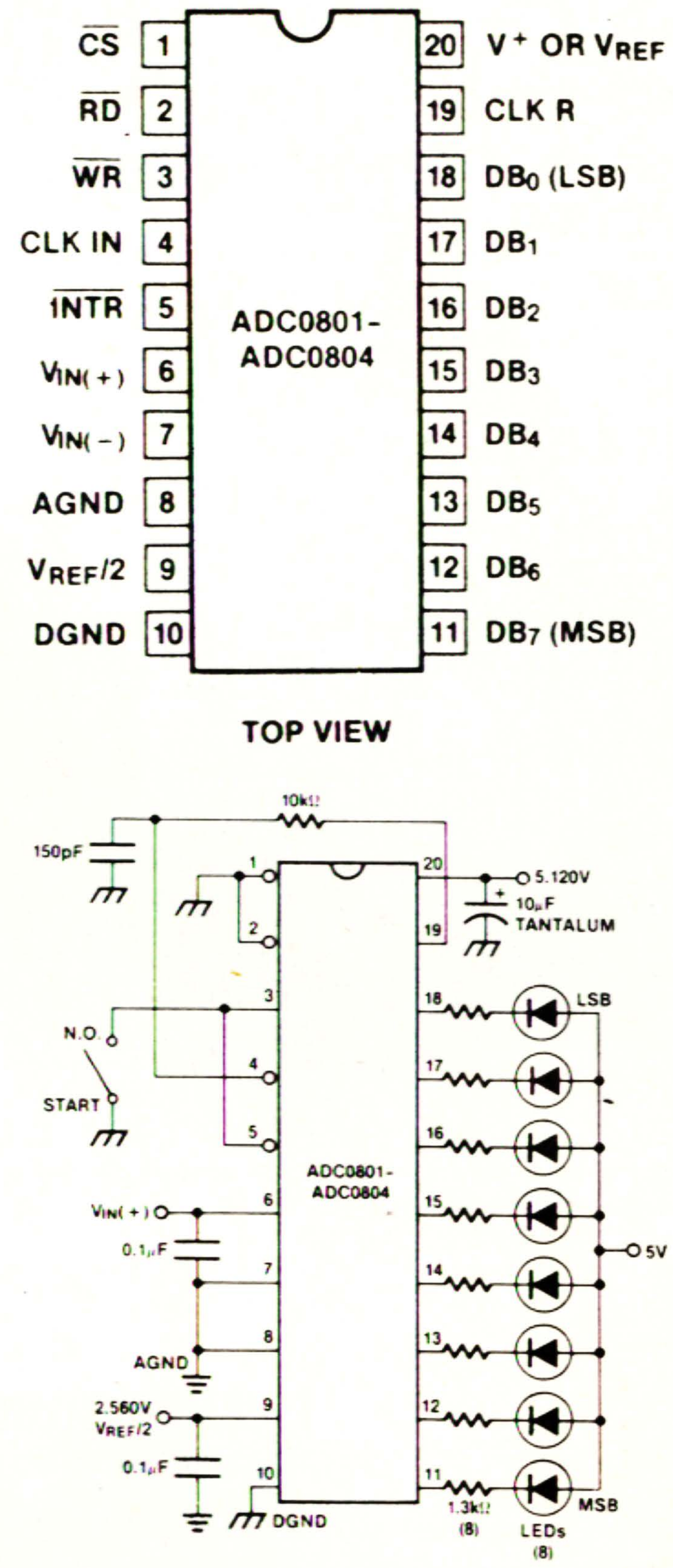


Fig. 5.

16554. L'adresse de stockage de l'accumulateur A sera alors déplacée à 16561 (B1 40 en Hexa). Il faudra d'autre part ajouter 5 caractères commentaires supplémentaires pour le stockage de cette routine.

Cónclusion

Dans notre cas, la vitesse du moteur doit être réduite ; c'est ce qui explique le choix du pilotage par des instructions intermédiaires en Basic. Pour atteindre des vitesses élevées, il faut imaginer un programme conçu essentiellement en instructions-machine, efficace pour la rapidité mais difficile à mettre au point.

D'autre part, il faut signaler que le programme présenté donne entière satisfaction et que la précision obtenue dans les déplacements est celle de la table de fraiseuse entraînée par le moteur pas-à-pas (1 à 2/100e de millimètre).

Enfin l'erreur dans la mesure des tensions analogiques est de l'ordre de 20 mV, divisée par 200 étant donné l'amplification des signaux (issue de thermocouples) avant conversion digitale.

B. Guillou

Composants

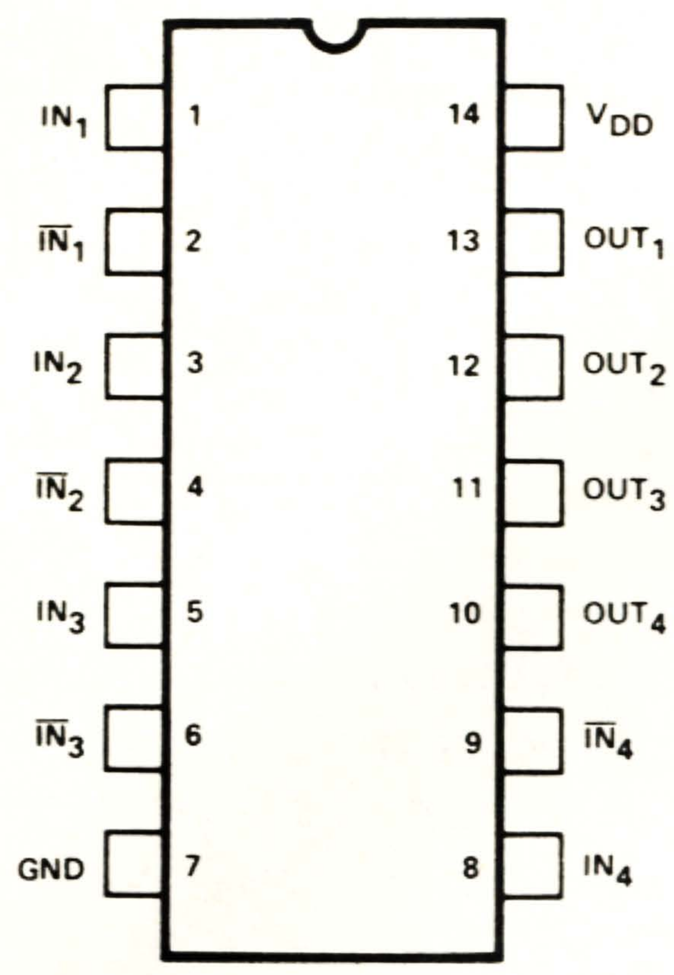
Quadruple circuit de commande pour transistors MOS de puissance : *le D 469 de Siliconix*

Siliconix a développé un circuit monolithique CMOS (quadruple) interfaçant les bas niveaux de sortie des circuits logiques avec les transistors de commutation MOS haute tension, fort courant. La puissance consommée est plus faible et la vitesse de commutation plus élevée que dans les technologies bipolaires. Une implantation à caractéristiques équivalentes en technologie MOS demanderait une circuiterie plus complexe et coûteuse.

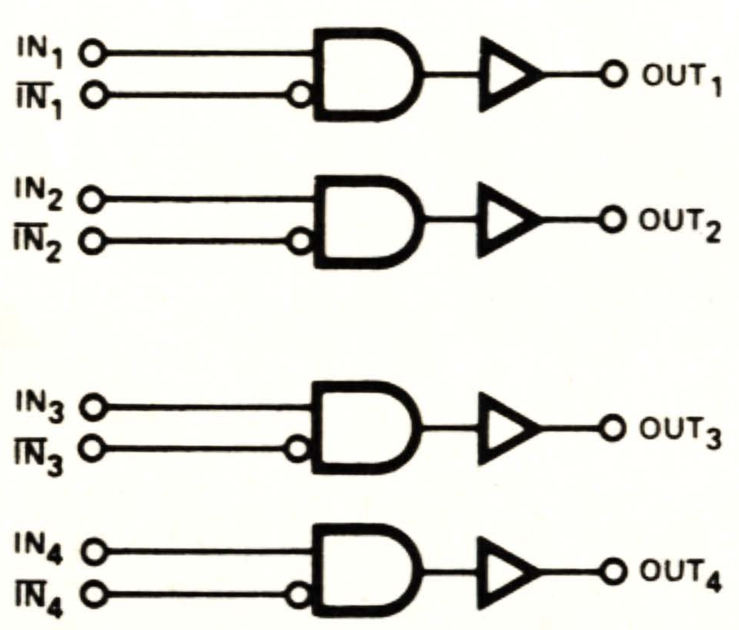
Appelé D 469, ce nouveau produit faible puissance comprend quatre jeux d'entrée complémentaires compatibles TTL. Il peut donc être commandé par la majorité des microprocesseurs actuels. Chacune des quatre sorties peut contrôler une charge 500 pF avec des transitions inférieures à 25 ns. C'est une caractéristique idéale pour la commande des MOS canal N ou P de forte puisance qui contrôlent les moteurs pas-à-pas, ou continus sans balais, équipant les systèmes de commande de disques ou les robots – sans pour autant compromettre la vitesse de commutation élevée inhérente aux MOS de puissance. De telles applications incluent aussi des formes d'ondes spécialisées, tels les trains d'impulsions ou les sinusoïdes synthétisées générées par des transistors de commutation ultra rapides.

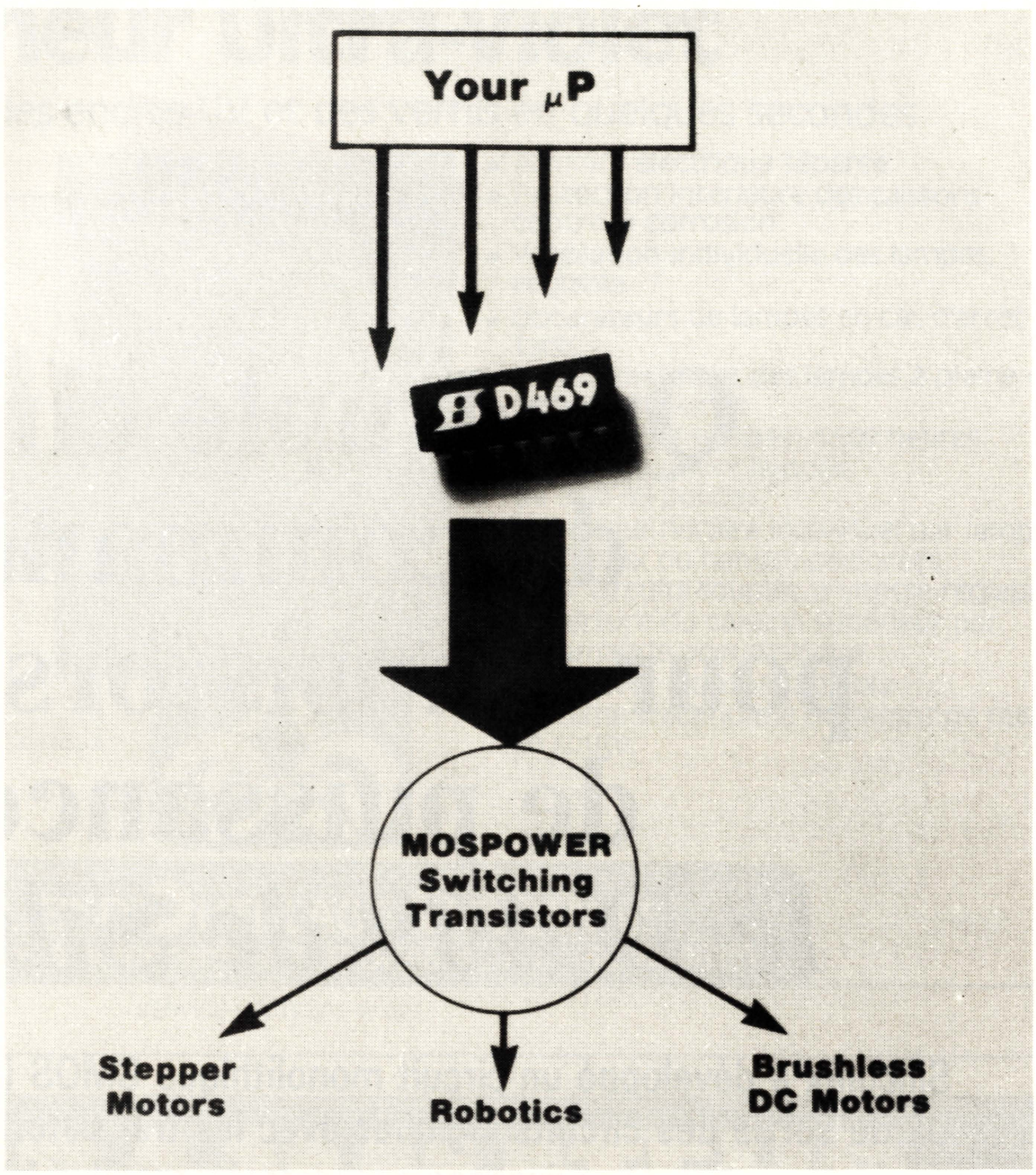
Le D 469 se singularise aussi dans les configurations en pont (H). La logique interne élimine toute possibilité de court-circuit des alimentations par deux MOSFET en série. Cette même caractéristique est obtenue lorsque le D 469 est utilisé seul (grâce à sa capacité en courant absorbé ou débité de 250 mA) dans les applications ne requérant pas de MOS de puissance. Disponible en boîtier DIL plastique ou céramique 14 broches, le D 469 ne nécessite qu'une seule alimentation (12 V) et ne consomme que 3 mA au repos.

Brochage



Circuit logique équivalent





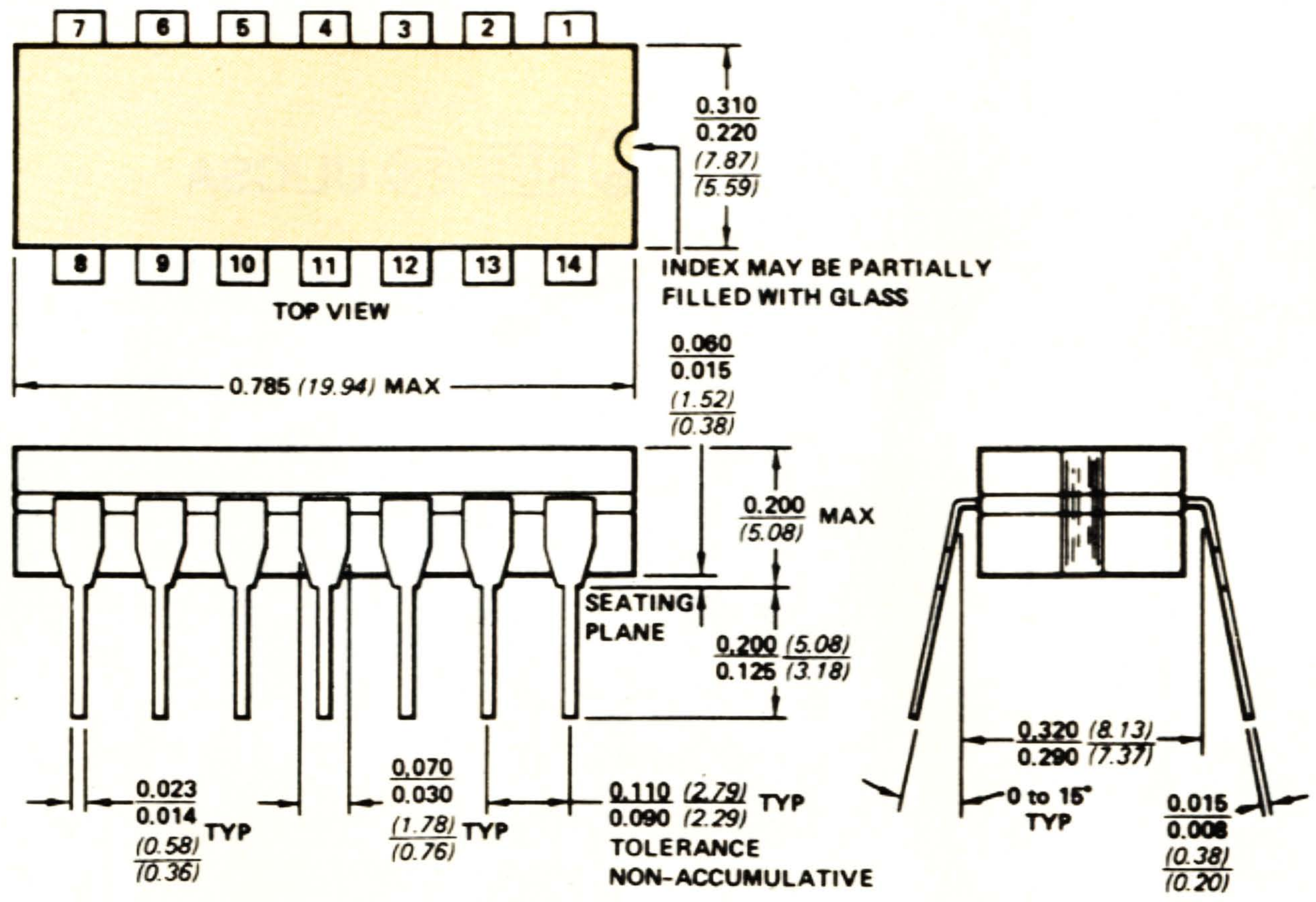
Caractéristiques électriques

Les mesures sont effectuées à 25 °C de température ambiante.

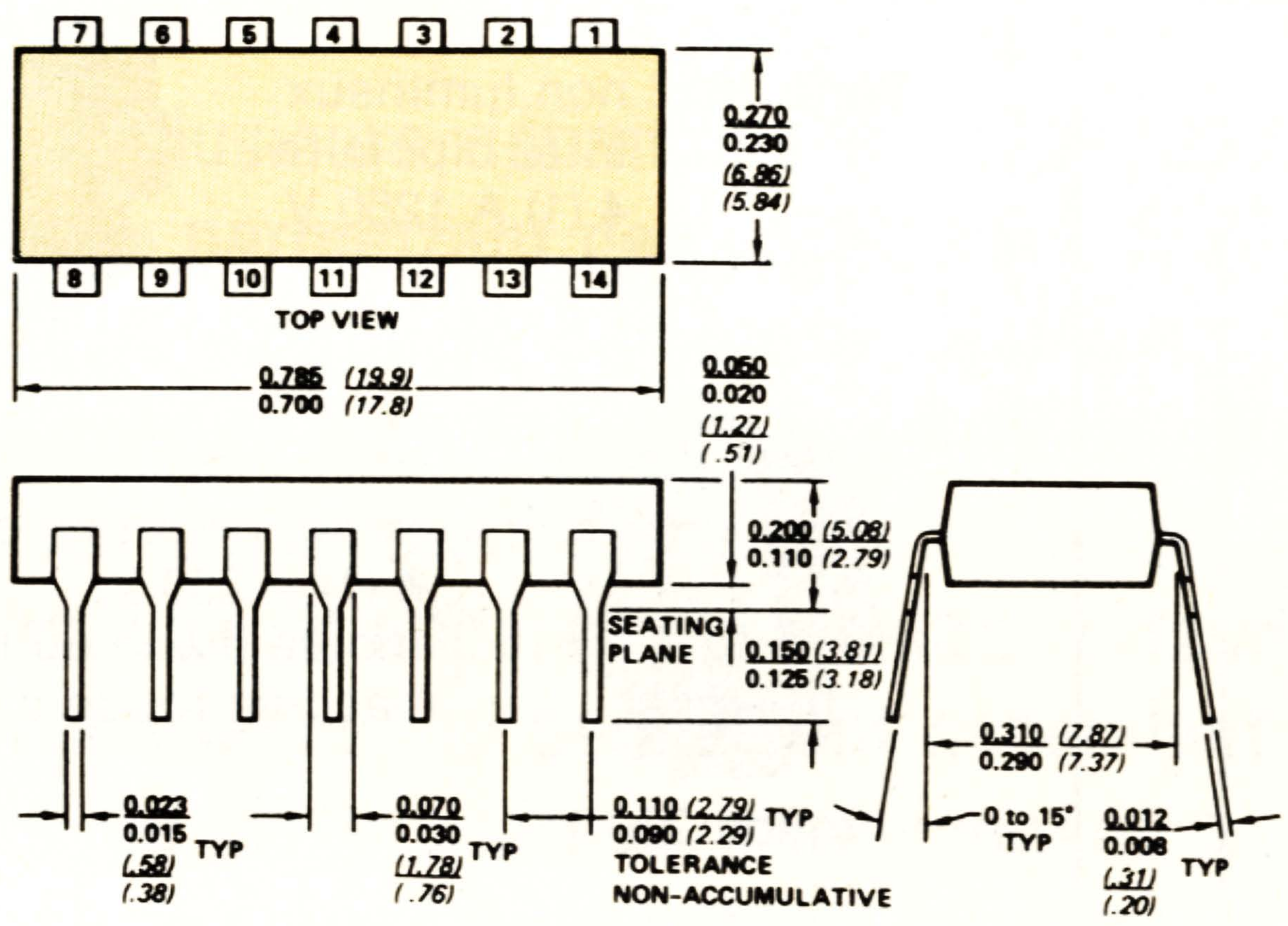
CARACTERISTIQUES	VALEURS LIMITES			UNITÉ
	MINI.	TYPIQUE	MAXI.	
Courant d'entrée (à tension d'entrée = 0,8 V)			10	µA
Tension d'entrée à l'état bas			0,8	V
Tension d'entrée à l'état haut	2,2			V
Tension de sortie à l'état bas pour un courant de sortie de 100 mA		1	2	V
Tension de sortie à l'état bas pour un courant de sortie de 10 mA		0,1	0,2	V
Tension de sortie à l'état haut pour un courant de sortie de – 100 mA	$V_{alim.}$ – 2 V	$V_{alim.}$ – 1 V		V
Tension de sortie à l'état haut pour un courant de sortie de – 10 mA	$V_{alim.}$ – 0,2 V	$V_{alim.}$ – 0,1 V		V
Courant de sortie permanent maximum		250		mA
Courant de sortie maximum pendant 2 % du cycle		500		mA
Temps de propagation entrée-sortie (tp)		55	100	ns
Temps de montée en sortie (de 10 à 90 % de la tension) (tr)		20	45	ns
Temps de descente en sortie (de 90 à 10 % de la tension) (tf)		20	45	ns
Capacité interne à l'entrée			10	pF
Courant d'alimentation avec entrées à l'état bas ($V_{alim.}$ = 12,6 V)		2,5	5	mA
Courant d'alimentation avec entrées à l'état haut		10	20	mA
Courant d'alimentation avec une sortie chargée par 500 pF (f = 100 kHz)		10	20	mA
Température ambiante de fonctionnement	– 55		+ 125	°C
Température de stockage	– 65		+ 150	°C
Tension d'alimentation	– 0,3		+ 14	V
Dissipation maximum du boîtier céramique (K)			825	mW
Dissipation maximum du boîtier plastique (J)			625	mW

Boîtier

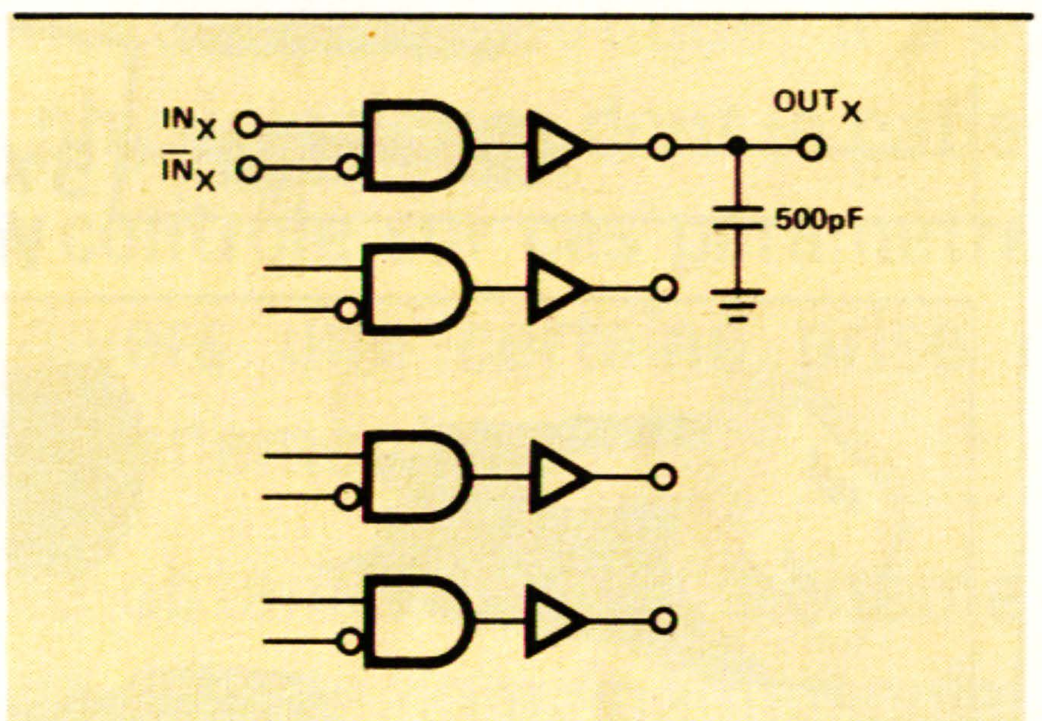
Le D 469 peut être fourni soit en boîtier céramique 14 broches (suffixe K) ou en boîtier plastique à 14 broches également (suffixe J).



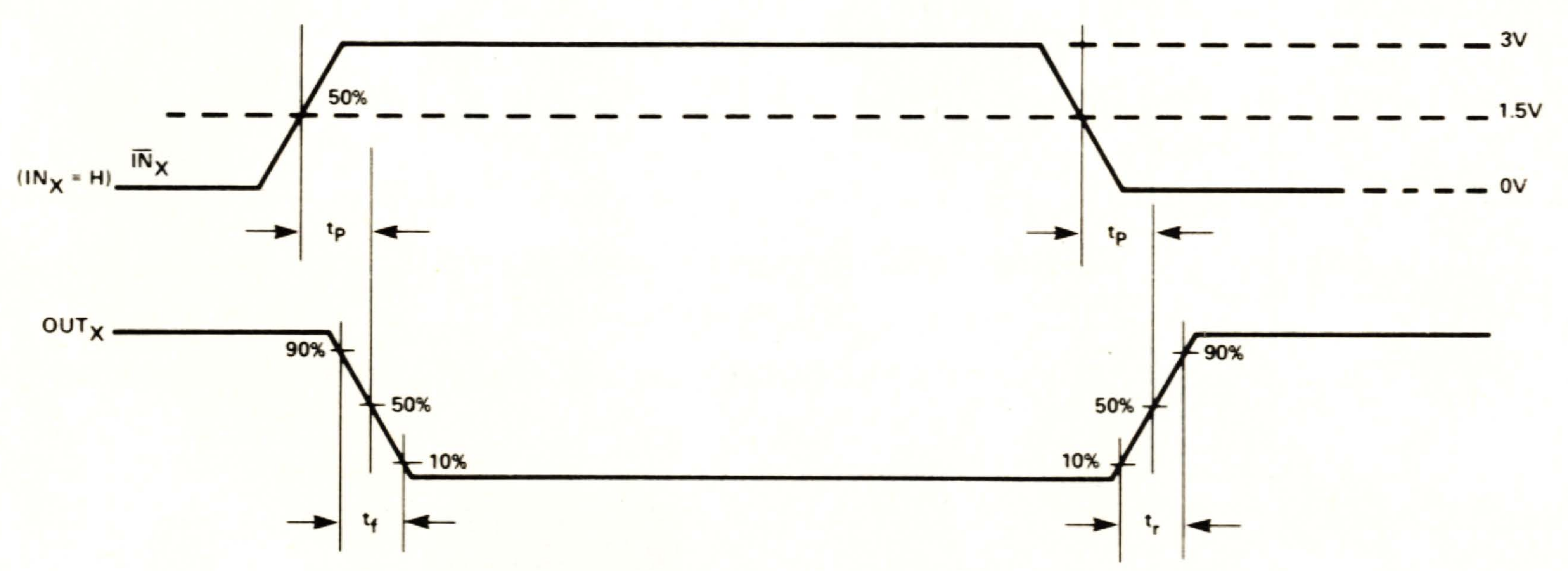
Boîtier céramique : les cotes entre parenthèses sont en millimètres. La résistance thermique jonction-ambiante est de 75 °C/W.



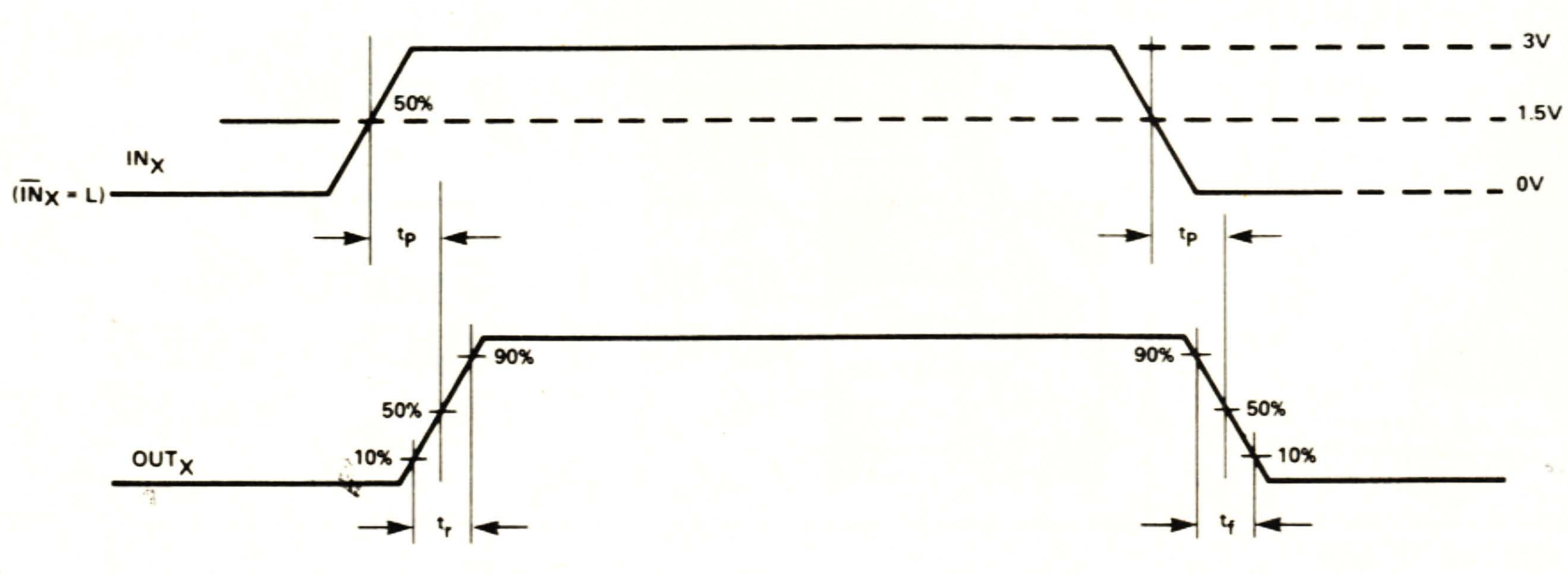
Boîtier plastique : les cotes entre parenthèses sont en millimètres. La résistance thermique jonction-ambiante est de 160 °C/W.



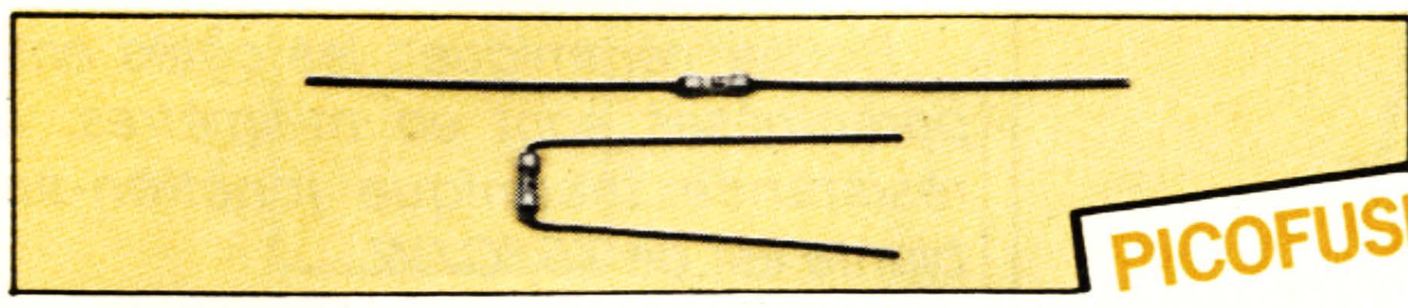
Circuit de test des temps de réponse.



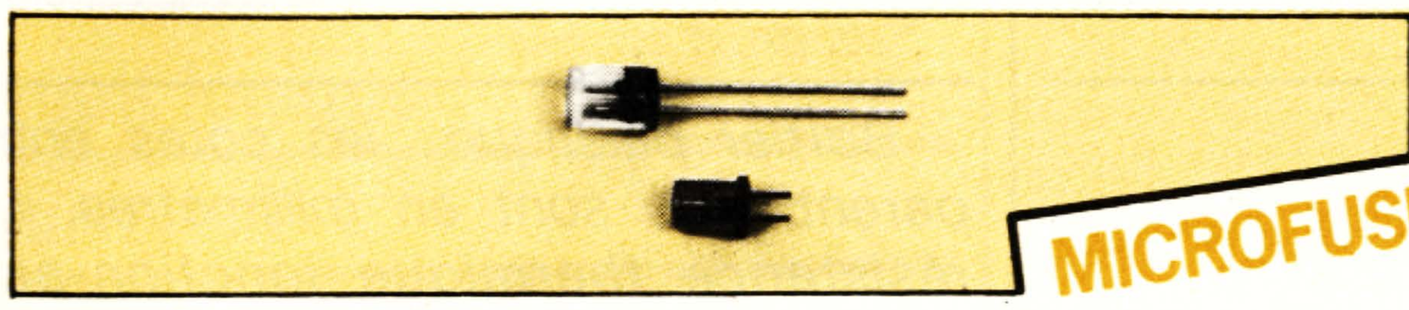
Temps de montée et de descente à la sortie en fonction du signal présent à l'entrée $\overline{IN}$ (l'entrée IN étant à l'état haut).



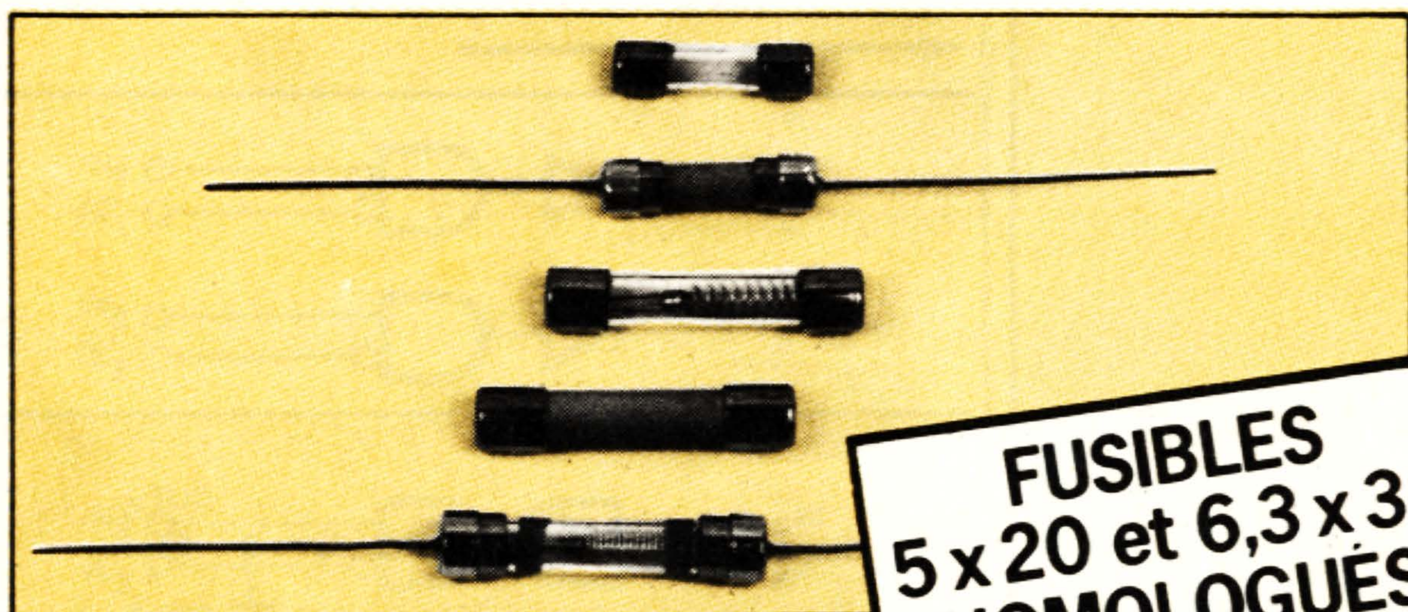
Temps de montée et de descente à la sortie en fonction du signal présent à l'entrée IN (l'entrée inversée $\overline{IN}$ étant à l'état bas).



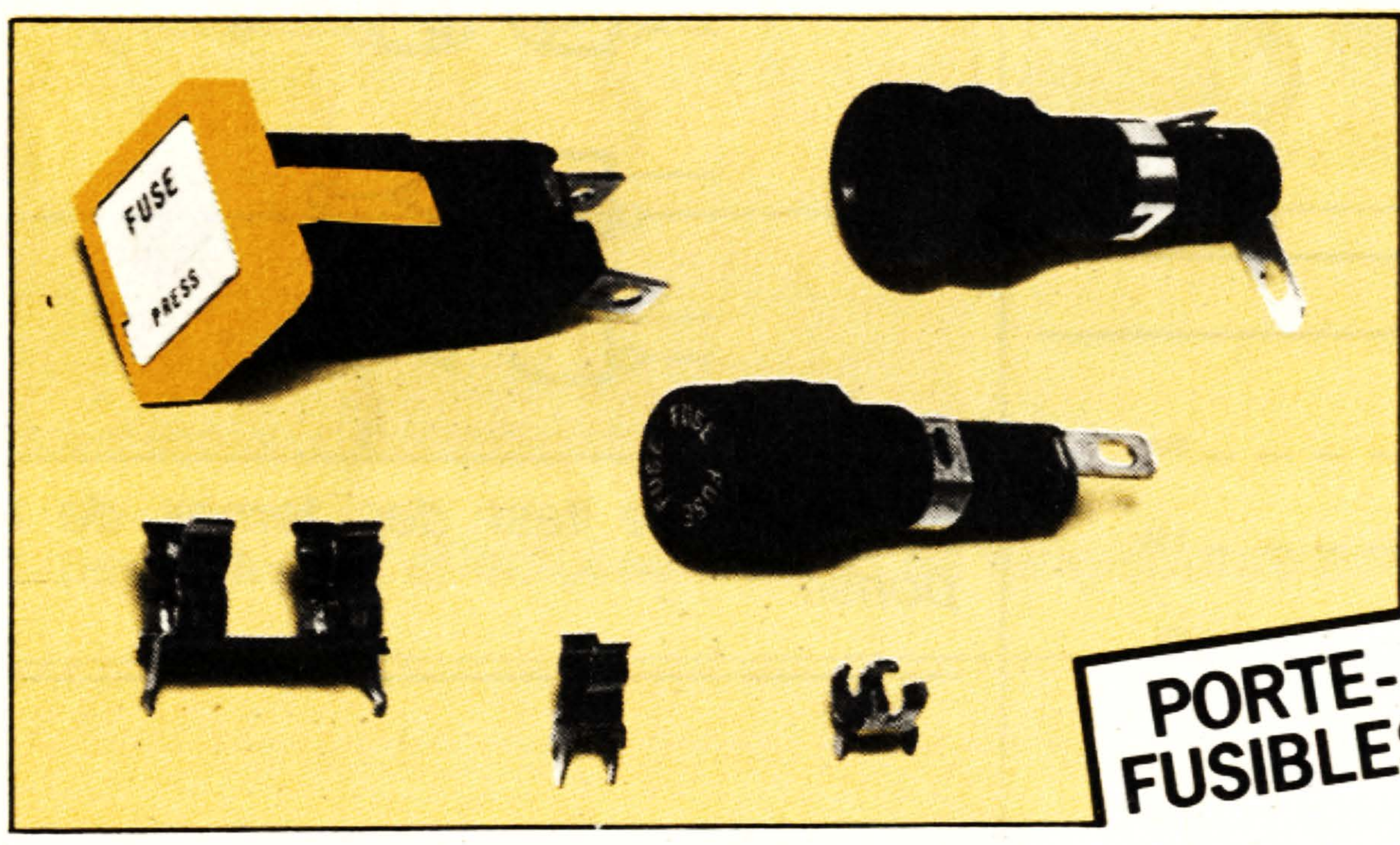
PICOFUSE



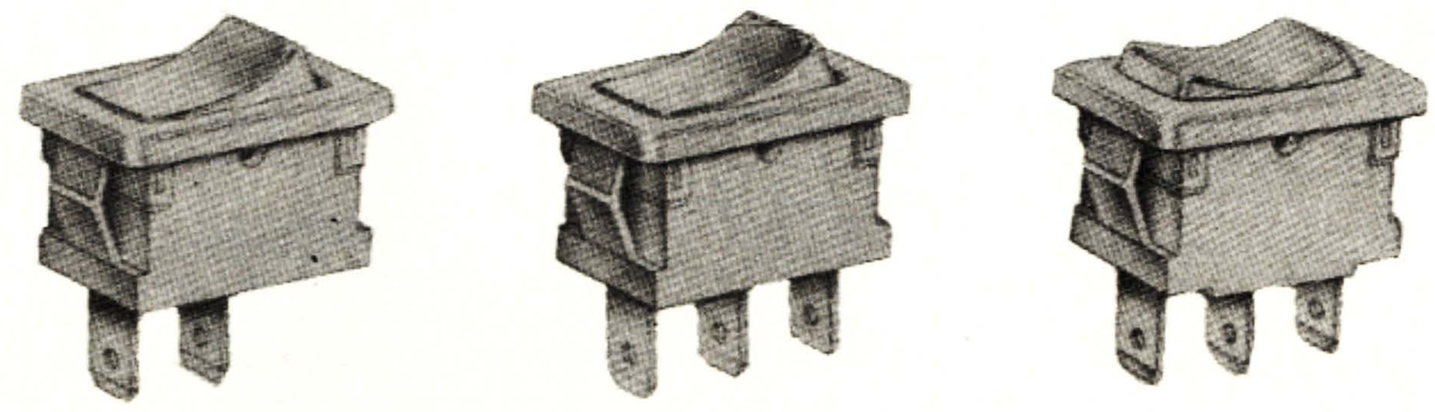
MICROFUSE



FUSIBLES 5 x 20 et 6,3 x 32 HOMOLOGUÉS

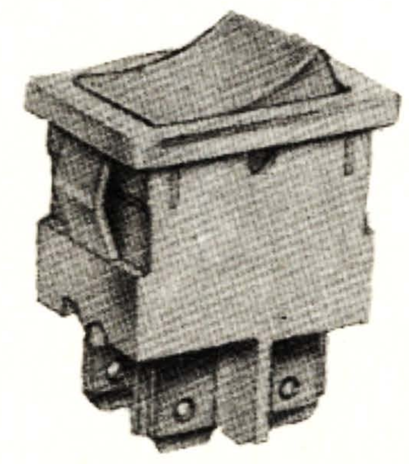


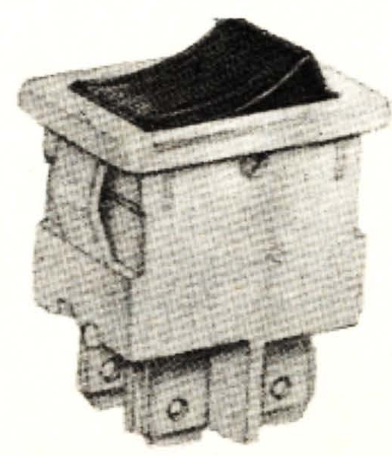
PORTE-FUSIBLES



Série 1800 inters et inverseurs unipolaires
10 (4) A 250 V 6 (4) A 250 V
corps et bascules moulés blanc - noir
gris antracite - brun ou orange.

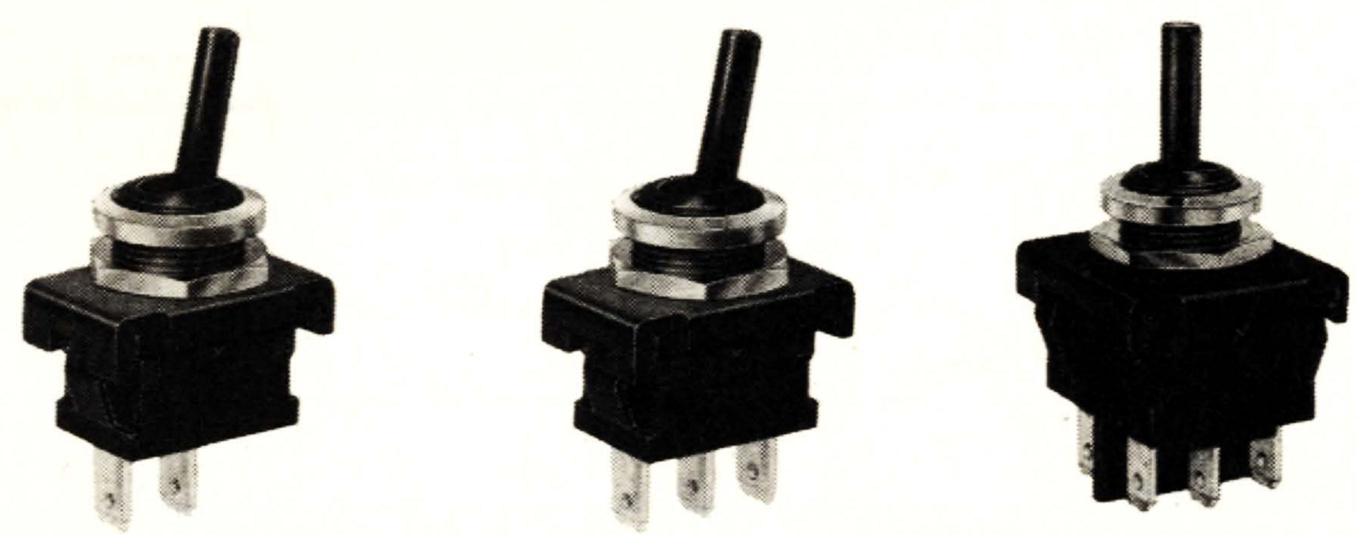
Série 1852 non lumineux
inter bipolaire
4 (1) A 1250 V
moulé blanc ou noir



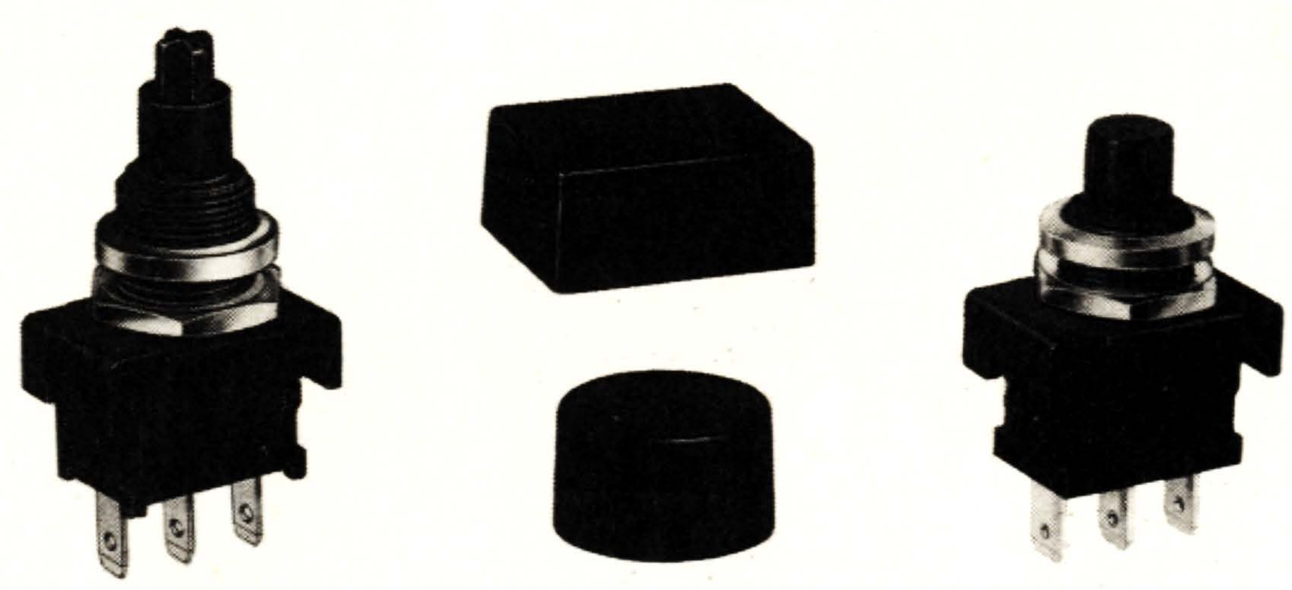


(néon 220 V)

Série 1855 lumineux
inters uni et bipolaires
4 (1) A 250 V
moulé blanc ou noir
bascule rouge ou verte



Série 1820 inter et inverseurs
uni et bipolaires
avec capuchons de couleur interchangeables



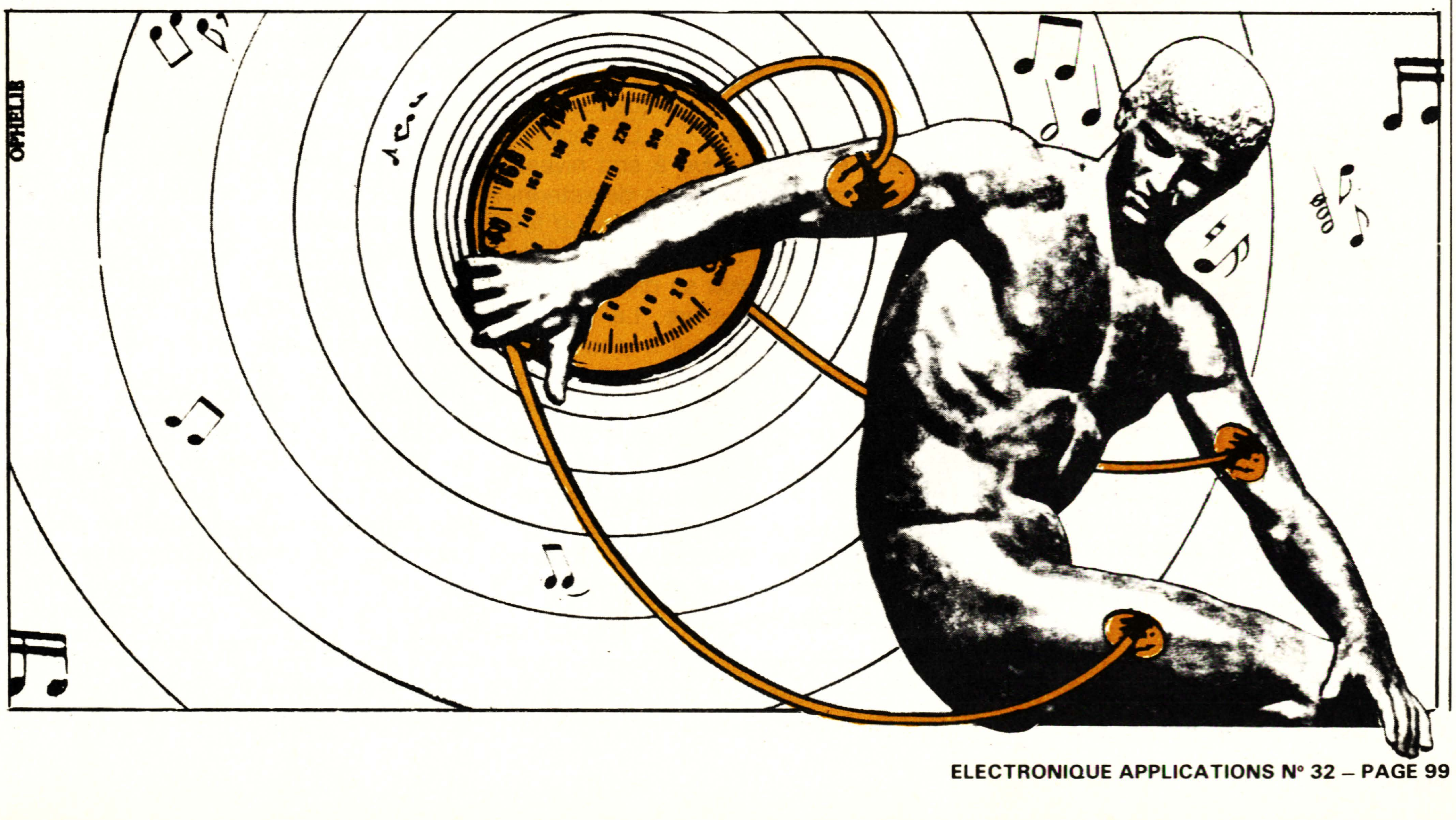
Série 1841 : Contacts travail/repos et inverseur
momentanés ou pas à pas
uni et bipolaires

Médical

Biofeedback et Myofeedback

Il y a plusieurs définitions du biofeedback. En fait, il s'agit d'une contre-réaction « feedback » permettant de contrôler ou de réguler une action, appliquée à une structure biologique. Il existe de nombreux systèmes d'autorégulation chez les êtres vivants, et cela a permis de bien étudier les relations existant entre les causes et leurs effets. Mais dans le cas du biofeedback tel qu'on le conçoit comme moyen thérapeutique, il s'agit plutôt d'utiliser un appareil qui mesure certains paramètres physiologiques dont le patient n'a pas conscience, lui permettant cependant d'exercer un contrôle sur ces paramètres. Au cours de ce processus interviennent à des degrés divers une certaine prise de conscience de soi-même, ainsi que les diverses lois du conditionnement.

Sur le plan pratique, des résultats prometteurs ont été obtenus dans le traitement de la migraine, dans l'hypertension artérielle, mais également dans le domaine musculaire (myofeedback) lors de toute la pathologie des contractures, en orthopédie, en rééducation.



Les systèmes de régulation

L'étude des systèmes de régulation, et surtout d'autorégulation, est une bonne approche qui permet d'observer les phénomènes à déroulement complexe, aussi bien en biologie que dans le domaine technique. Le chauffage central est un exemple courant d'autorégulation, si l'installation possède un thermostat d'ambiance dans la pièce à chauffer. En effet, pour une température inférieure à une valeur déterminée, le thermostat établit un contact mettant en route la chaudière ; puis, lorsque le nombre de degrés dépasse le seuil fixé, le thermostat coupe le circuit et la chaudière s'éteint. L'ensemble chaudière-radiateur représente le système principal chargé de réaliser l'acte, le thermostat constitue le système correcteur, et la liaison entre le thermostat et la chaudière forme le système secondaire destiné à ramener à leur point de départ les informations recueillies. Ce dernier système fonctionne en sens inverse du système principal, c'est-à-dire qu'il part de l'effet pour revenir à la cause et constitue l'effet de contre-réaction connu sous le nom de « feedback » **(fig. 1)**. De nombreuses machines ont des servo-mécanismes de ce genre, notamment les laminoirs, où l'épaisseur de la tôle est réglée automatiquement ; de même, les dispositifs antifading des récepteurs radio, le pilotage automatique des avions. Ainsi, la régulation par « feedback » a pour but de maintenir un système dans un état stable, à une valeur prédéterminée.

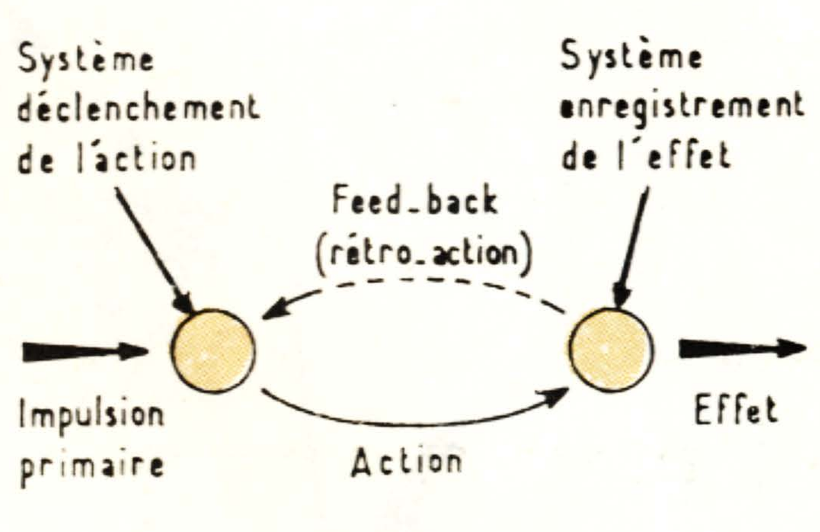


Fig. 1. – Schéma de principe du feedback.

En biologie, le système nerveux nous offre des systèmes de régulation analogues. C'est le cas par exemple des régulations neuro-endocrines assurant le maintien de l'équilibre de notre milieu intérieur (homéostasie), bien que ces régulations soient très complexes et fassent intervenir plusieurs éléments correcteurs qui s'annulent, s'ajoutent ou se complètent pour réaliser finalement cet équilibre. Ainsi, l'élévation du taux de CO_2 sanguin agit sur le centre respiratoire bulbaire, provoquant une augmentation de la fréquence respiratoire et entraînant par voie de conséquence une baisse du taux de CO_2. La tension artérielle est maintenue à son niveau physiologique grâce à des détecteurs de pression situés dans l'aorte et les sinus carotidiens. Lorsque la pression s'élève, les vaisseaux se dilatent et le cœur ralentit son allure. La tension artérielle baisse, ce qui a pour effet d'agir sur les récepteurs de pression en stoppant l'émission de l'influx dépresseur. Enfin, citons également le rôle des osmo-récepteurs dans le contrôle de la concentration osmotique du plasma ; dans ce cas, c'est une hormone antidiurétique qui joue le rôle intermédiaire pour régler l'élimination rénale de l'eau.

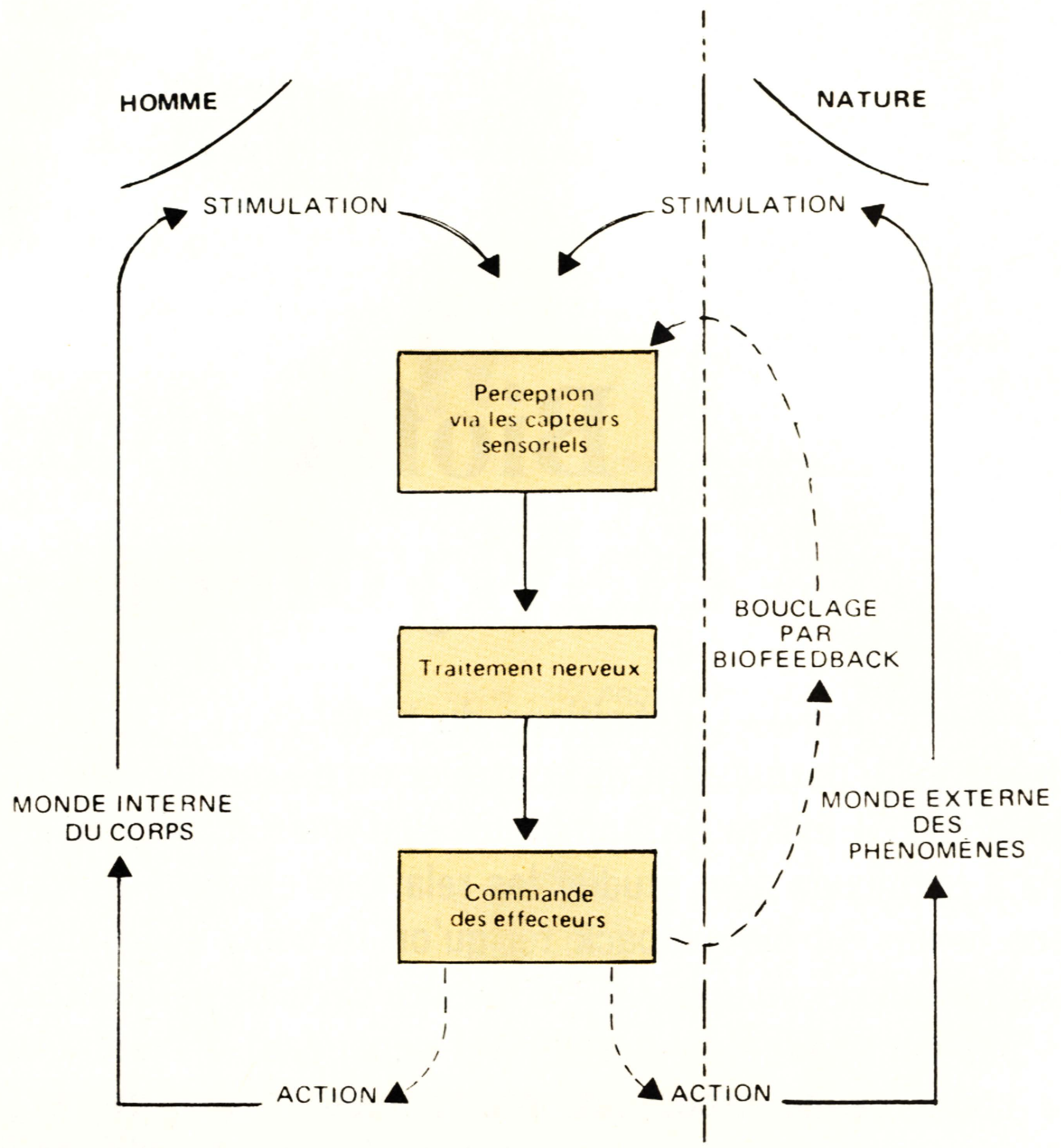


Fig. 2. – L'introduction d'interactions supplémentaires dans une organisation complexe permet d'acquérir des informations sur sa structure originelle, d'après T.B. Mulholland.

L'analogie est plus frappante lorsque l'on envisage les problèmes musculaires. La station debout, par exemple, est rendue possible par le jeu des muscles de la statique qui, par des séries de contractions et de décontractions, assurent l'équilibre de l'ensemble. Cette régulation fonctionne par « feedback ». Pour comprendre ce phénomène, il faut savoir que si nous étirons passivement un muscle, celui-ci réagit par voie réflexe : il se contracte et se raccourcit ; c'est le réflexe myotatique, qui est à la base de l'équilibre postural et des mouvements. Sachons également que le muscle a une innervation motrice venant des racines antérieures de la moelle épinière et une innervation sensitive passant par les racines postérieures. La section des fibres motrices fait disparaître ce réflexe, mais la section des fibres sensitives le supprime également. Par conséquent, cette contraction, qui suit l'étirement, est bien un réflexe et n'est pas due à l'élasticité musculaire. Nous avons bien affaire à un « feedback ».

Le réflexe myotatique fait intervenir le cerveau puisque, si on isole celui-ci

des formations sous-jacentes, par une section des fibres nerveuses (comme on le réalise dans le cas de l'animal décérébré), apparaît un dérèglement particulier.

La flexion d'une patte postérieure engendre une série de contractions et de décontractions rythmiques, tant que durera cette flexion. Nous assistons au phénomène du clonus, bien connu en neuro-pathologie, dans les syndromes pyramidaux. *N. Wiener*, considéré comme le père de la cybernétique, a étudié mathématiquement le phénomène du clonus. Il a pu établir des relations de concordance entre l'expérimentation et le calcul, et aboutir à cette conclusion que le clonus est un « feedback » déréglé. Un peu comme la machine dont le rythme désordonné provient d'un déréglage du servo-mécanisme.

Le biofeedback, plus qu'une autorégulation

L'autorégulation est un processus inconscient. Le but du biofeedback est de mettre en évidence cette conscience somatique non ressentie, car en fait ce processus s'effectue au niveau organique sans participation de la conscience cérébrale. Dans cette affaire, nous sommes à la limite du conscient et de l'inconscient, et c'est dans cette zone frontière, difficile à définir, que depuis des siècles les hommes cherchent à mettre en évidence les relations qui pourraient former un pont entre ces deux états.

Les recherches de ces dernières années ont fait appel notamment au conditionnement mettant en jeu le système nerveux autonome *(I. Pavlov)*, au conditionnement opératoire faisant intervenir le système nerveux central et la commande volontaire des muscles du squelette *(E. Thorndike)* ou aux diverses techniques de l'apprentissage où l'on retrouve les noms de *F. Skinner*, de *Neal E. Miller*, de *E.S. Katkin*, de *E.N. Murray* et de bien d'autres.

C'est tout un livre qu'il faudrait consacrer à ce sujet pour montrer le long cheminement de la pensée en ce domaine, cheminement qui fait également appel à toutes les écoles étudiant la pensée corporelle. *M.I. Lisina*, en Russie (1958), entraînait des sujets humains à modifier la vaso-motricité (contraction ou dilatation) des vaisseaux sanguins de l'avant-bras afin d'éviter un choc électrique. C'est un effet que l'on constate couramment au cours des émotions. Mais ce chercheur obtint des résultats négatifs jusqu'au jour où il fit prendre conscience à ses sujets en leur demandant d'observer les résultats de leurs efforts sur des enregistrements. Ainsi, les sujets, ayant connaissance de leur circulation sanguine, évitaient les effets désagréables des chocs électriques. Par « feedback », les sujets avaient réagi.

A la même époque, à Chicago, *J. Kamiya* fit contrôler les rythmes électriques cérébraux en appliquant la même méthode. Le sujet en expérience était placé dans une pièce tranquille et un électro-encéphalographe enregistrait son rythme alpha. Régulièrement, le sujet était interrogé pour savoir s'il se sentait en rythme alpha ou non. Chaque réponse, bonne ou mauvaise, était portée à la connaissance du sujet par l'observateur de l'EEG « feedback ». Au début, seul le hasard jouait et l'on obtenait une bonne réponse sur deux, puis très vite les résultats s'améliorèrent pour atteindre 100 % dès le 4e jour. Le sujet était en mesure de dire s'il se trouvait en rythme alpha, et les résultats se confirmèrent au cours d'autres expériences avec différents sujets.

Ces expériences ont montré, en outre, que les sujets qui pratiquaient la méditation Zen apprenaient à commander leur rythme alpha beaucoup

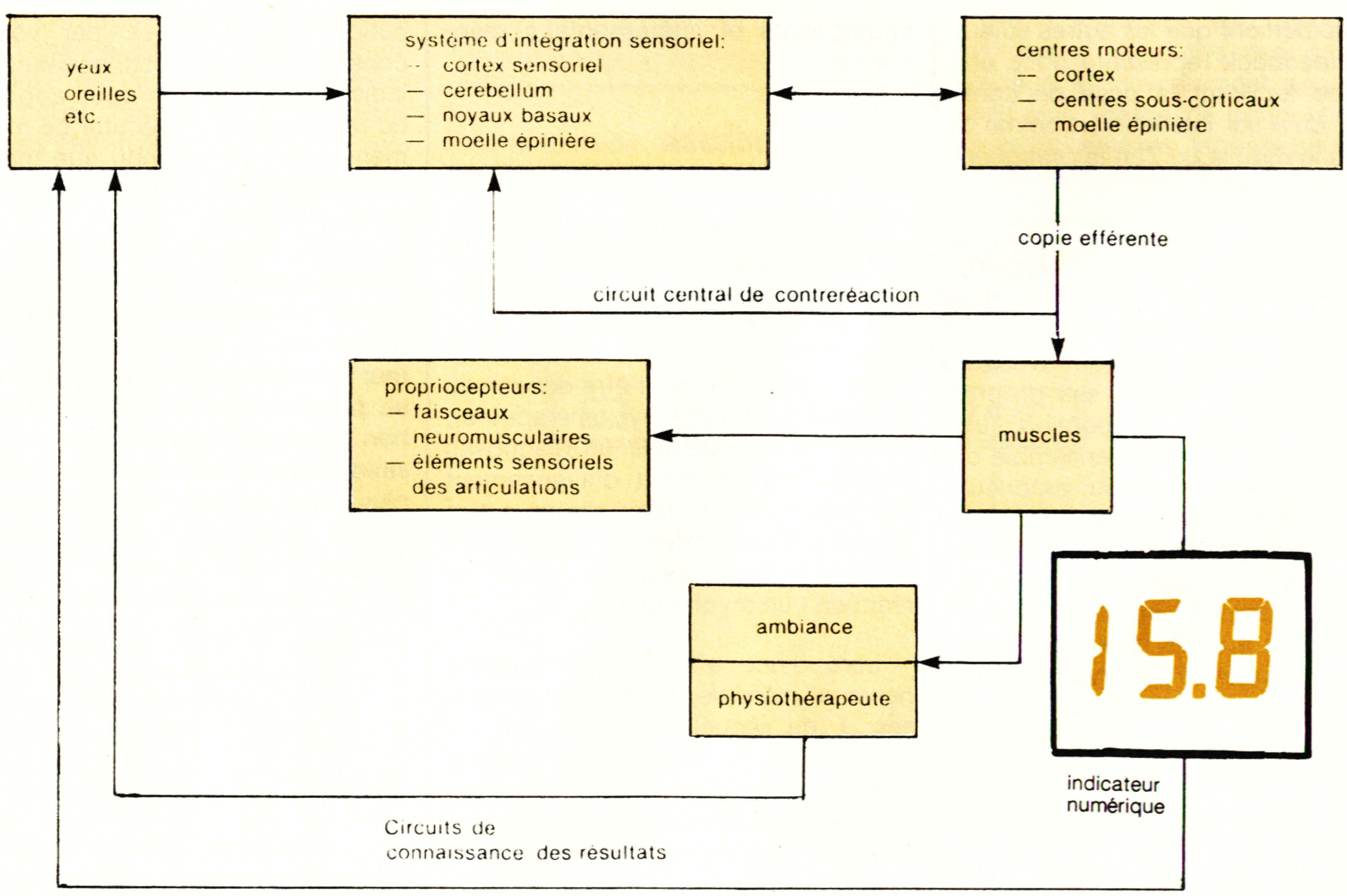


Fig. 3. – Représentation globale des rapports et des interactions entrant en jeu dans le processus d'apprentissage ou de réapprentissage moteur (d'après P. Boelen).

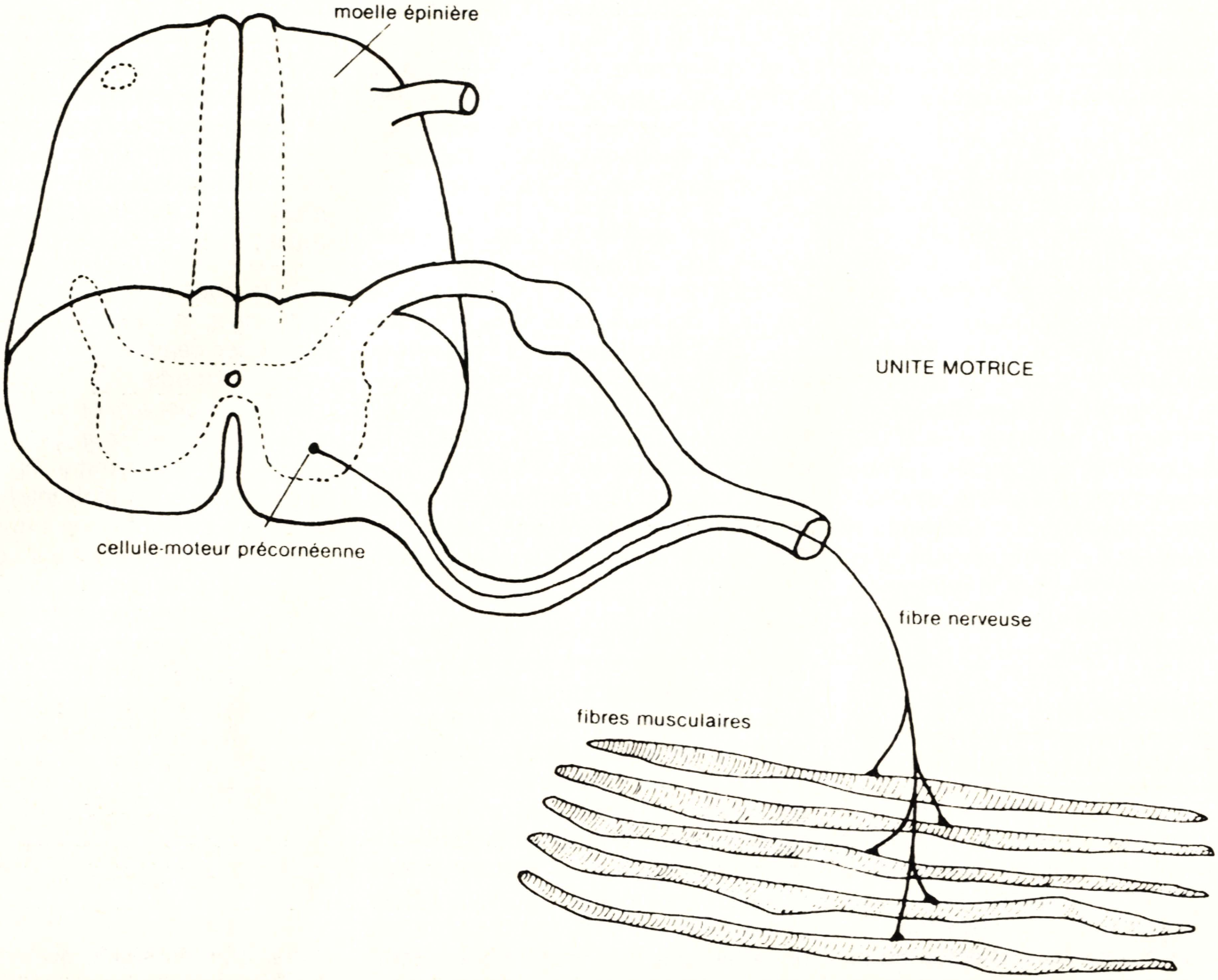


Fig. 4. – L'unité motrice se compose d'une cellule motrice précornéenne, du nerf périphérique, des plaques motrices terminales et des fibres musculaires correspondantes.

plus rapidement que les autres sujets. Le biofeedback représente donc une méthode facilitant la prise de conscience du « soi intérieur », comme le yogi ou le maître du Zen le pratiquent depuis des siècles.

Nous avons vu, avec la **figure 1**, que le « feedback » est une rétroaction simple lorsqu'il s'agit du chauffage central d'une maison individuelle. La situation se complique avec un être vivant qui possède ses propres systèmes internes de rétroaction, auxquels s'ajoutent tout un ensemble de réactions avec le milieu extérieur, comme le montre la **figure 2**, d'après *T.B. Mulholland*. D'après cet auteur (repris dans l'ouvrage de *L. Gérardin*), en introduisant des interactions supplémentaires au sein d'une organisation complexe et en observant les modifications du comportement qui en résultent, il est possible d'acquérir des informations sur la structure d'origine.

Nous n'irons pas plus loin dans la présentation du biofeedback et de l'étude de ses interactions complexes ; nous avons extrait la partie relative au domaine musculaire (myofeedback) dont les résultats sont encourageants et intéressants à mentionner.

Le myofeedback

L'activité musculaire peut être relevée au moyen de l'électromyographie. Par conséquent, l'électromyogramme sert de moyen d'information pour quantifier la réaction musculaire. Cette information peut être délivrée au médecin traitant (physiothérapeute), lui permettant d'établir un diagnostic ou de juger de l'état d'avancement d'une rééducation. Mais elle peut être communiquée également au patient, et nous réalisons ainsi une boucle de réaction : un myofeedback.

Lors d'une affection du système nerveux (hémiplégie, lésions nerveuses...), de séquelles en chirurgie orthopédique, les rétroactions internes du mouvement ainsi que les représentations cérébrales du mouvement peuvent être perturbées. Ainsi, l'exécution d'un mouvement est rendu difficile, ou bien s'effectue sans coordination. Il est reconnu que la connaissance des résultats du mouvement facilite l'exécution de celui-ci et, par voie de conséquence, cette connaissance est indispensable si l'on veut apprendre ou réapprendre à exécuter ce mouvement. Il est bien connu que marcher sur une ligne les yeux bandés est une tâche impossible.

Avec la myoréaction, l'activité musculaire myoélectrique propre est enregistrée par l'intermédiaire d'électrodes de surface et, à l'aide d'un amplificateur spécial, communiquée en retour au patient **(fig. 3)**. Cette communication se présente sous deux formes, à savoir visuelle (une échelle lumineuse plus haute ou plus basse) et auditive (par le biais d'une tonalité traduisant sommairement l'électromyogramme et d'un signal de crépitement adapté).

Le circuit de connaissance peut être représenté schématiquement comme une boucle de contre-réaction supplémentaire, englobant les couplages mutuels et les flux d'informations aussi bien afférents qu'efférents.

Le schéma montre l'aspect qualitatif, subjectif et superficiel lorsque l'information passe par l'intermédiaire du médecin traitant, alors que la motivation du patient est énormément favori-

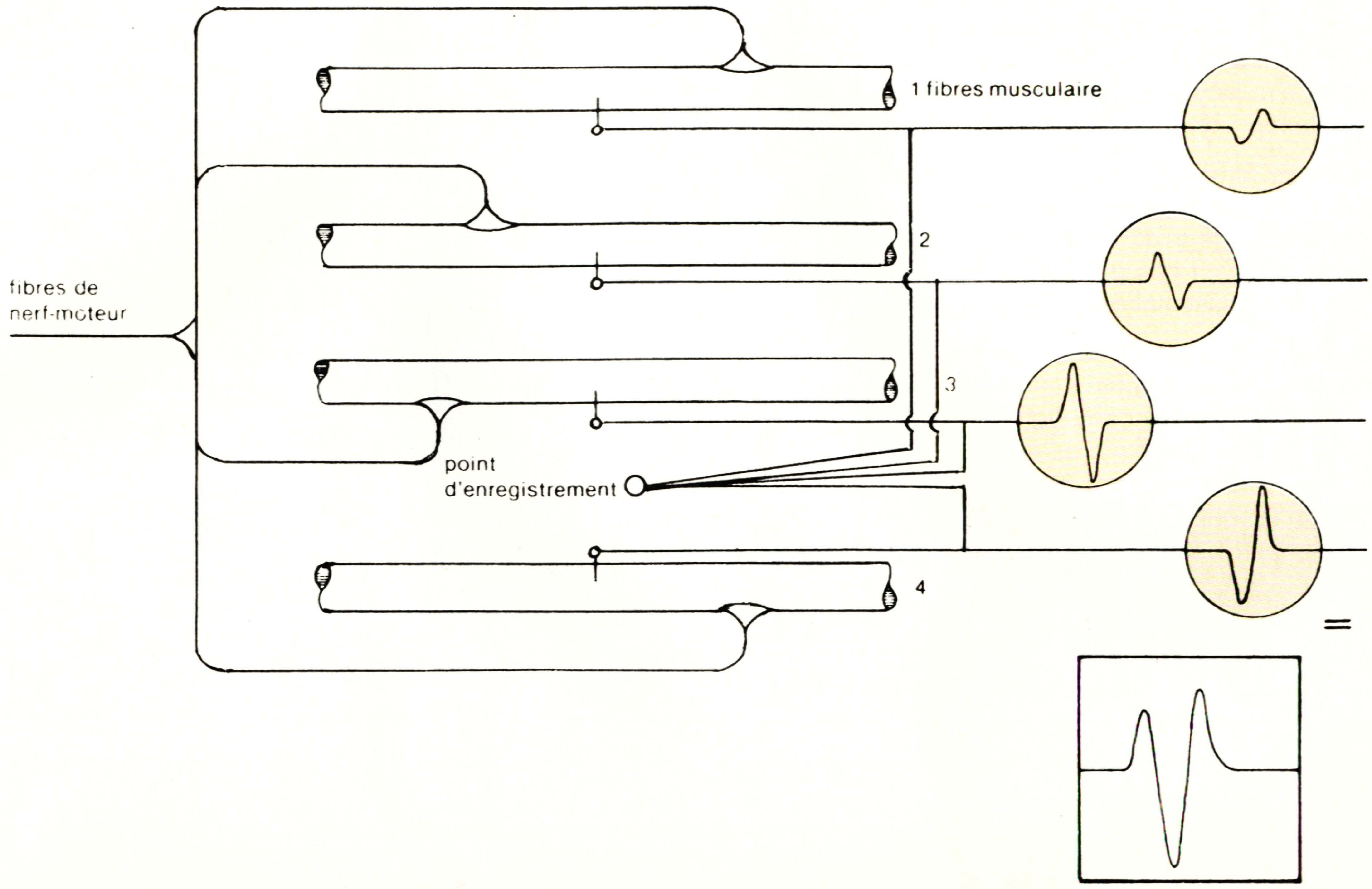


Fig. 5. – L'amplitude mesurée est tributaire du diamètre des fibres musculaires et de la distance entre les fibres musculaires actives et les électrodes de mesure.

sée si la contre-réaction est fournie aussi précisément et à un stade aussi précoce que possible.

On peut dire que la contre-réaction interne perturbée peut être remplacée ou complétée par la contre-réaction artificielle de l'appareil de myoréaction, lequel fournit des informations dans les meilleures conditions de précision, de rapidité, d'objectivité et de quantité.

L'origine du signal

Le signal myoélectrique a pour origine l'unité de base composée de la cellule motrice précornéenne, du nerf périphérique et des fibres musculaires correspondantes **(fig. 4)**.

Les fibres musculaires de l'unité motrice sont disséminées dans une petite portion de nerf et sont imbriquées avec des fibres d'une autre unité motrice.

Lorsqu'un signal a activé la plaque motrice terminale, par le biais du nerf moteur périphérique, une dépolarisation se propage dans tous les sens vers les fibres musculaires. Cette dépolarisation de la membrane nerveuse s'accompagne d'un déplacement d'ions, ce qui provoque l'induction d'un champ électromagnétique. Une électrode de mesure peut alors enregistrer, les différences de potentiel ainsi créées. C'est ce que l'on appelle le potentiel d'action de l'unité motrice.

Le potentiel d'action

L'amplitude mesurée du signal EMG est fonction du diamètre des fibres musculaires, de la distance entre les fibres musculaires actives et l'électrode de mesure, et aussi du type d'électrodes **(fig. 5)**.

Cette amplitude est exprimée en microvolts. La durée des potentiels d'action est inversement proportionnelle à la vitesse de conduction des fibres musculaires, laquelle peut varier entre 2 et 6 millisecondes.

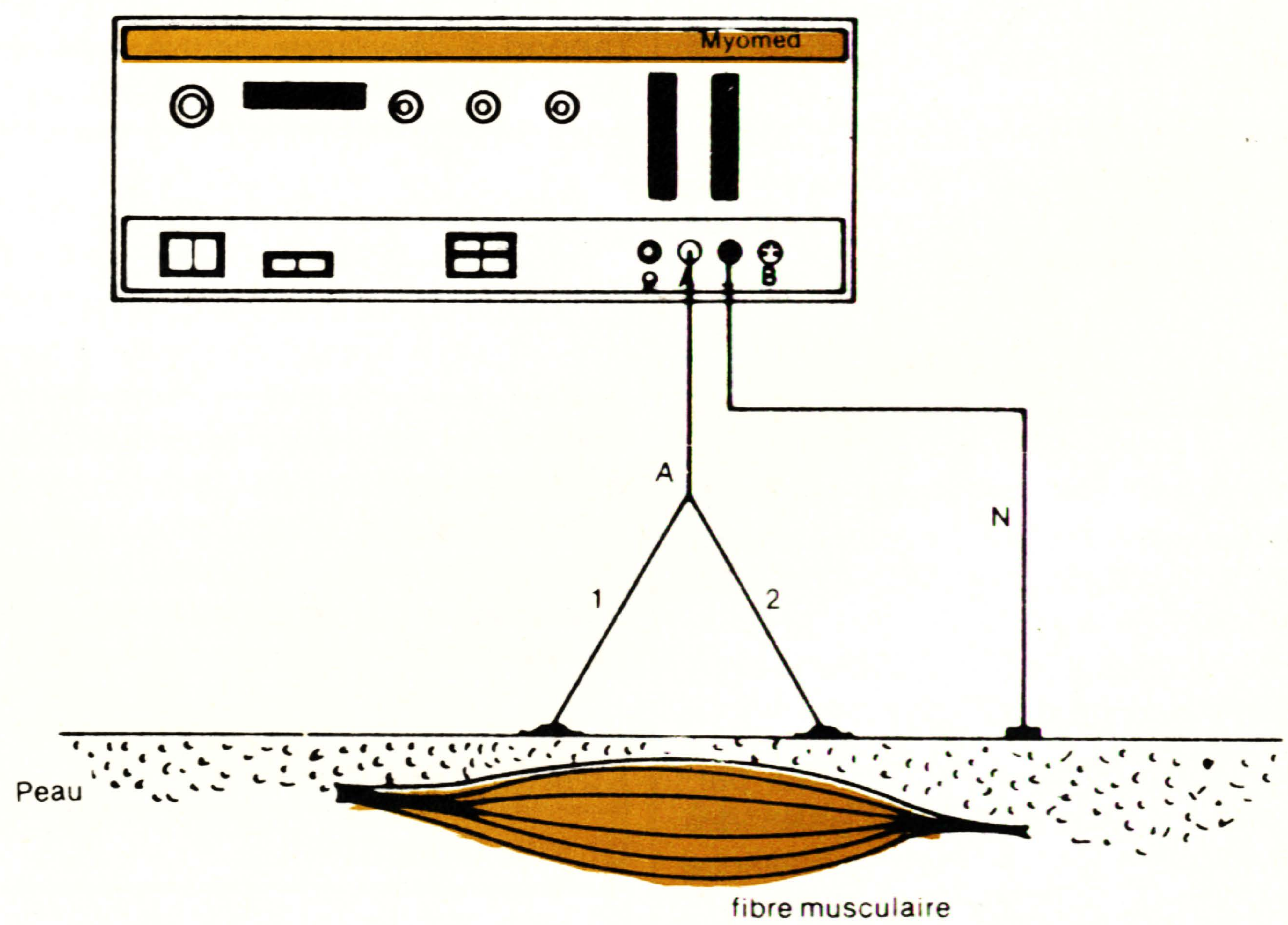


Fig. 6. – Le signal myoélectrique est capté par deux électrodes actives (A). La différence de potentiel entre l'électrode neutre (N) et les électrodes 1 et 2 est amplifiée par l'appareil.

La forme du spectre de fréquence des potentiels d'action est déterminée par l'effet filtrant du tissu qui se trouve entre le tissu musculaire actif et les électrodes de mesure.

Cet effet de filtre s'accroît à mesure que la distance augmente, et il se manifeste davantage avec les électrodes de surface qu'en cas d'utilisation d'électrodes intramusculaires.

Les unités motrices, qui sont actives au début de la contraction, le restent tout au long de cette dernière. En cas de contractions isométriques avec variation de puissance, il se produit une conjonction de recrutement et de la fréquence de déclenchement.

Le recrutement joue un rôle dominant au début de la contraction – phase pendant laquelle les plus petites unités motrices sont recrutées en premier lieu. Jusqu'à 3 % de la puissance maximale, les unités motrices plus grandes sont recrutées également.

Entre 30 et 70 % de la puissance maximale, c'est l'augmentation de la fréquence de déclenchement qui, en dehors du recrutement des plus grandes unités motrices, prédomine.

Au cours d'une contraction isométrique de puissance constante, la fréquence de déclenchement diminue en fonction du temps de contraction. Normalement, les unités motrices déterminent un déclenchement asynchrone, de manière à produire une contraction sans heurts. Toutefois, la fatigue engendre la synchronisation, et il en résulte le tremblement physiologique, tandis que l'activité électromyographique enregistrée en surface peut augmenter.

Du fait que, pendant une contraction, plusieurs unités motrices sont actives, le signal mesuré est donc un signal dit « de sommation ».

La mesure du signal

Le signal myoélectrique est capté par deux électrodes cutanées, disposées à proximité l'une de l'autre (environ 2 cm de centre à centre), permettant d'enregistrer l'activité sur une vaste zone **(fig. 6** et **6 bis)**.

Le signal physiologique – qui parvient uniformément à la base des deux électrodes, ou dont la présence est due par exemple à la circulation sanguine ou à un autre bruit d'ordre physiologique – n'est pas pris en compte par l'appareil (facteur de discrimination). De ce fait, il est possible d'enregistrer d'une manière idoine la différence de potentiel accompagnant l'action musculaire et s'étendant sur le renflement du muscle.

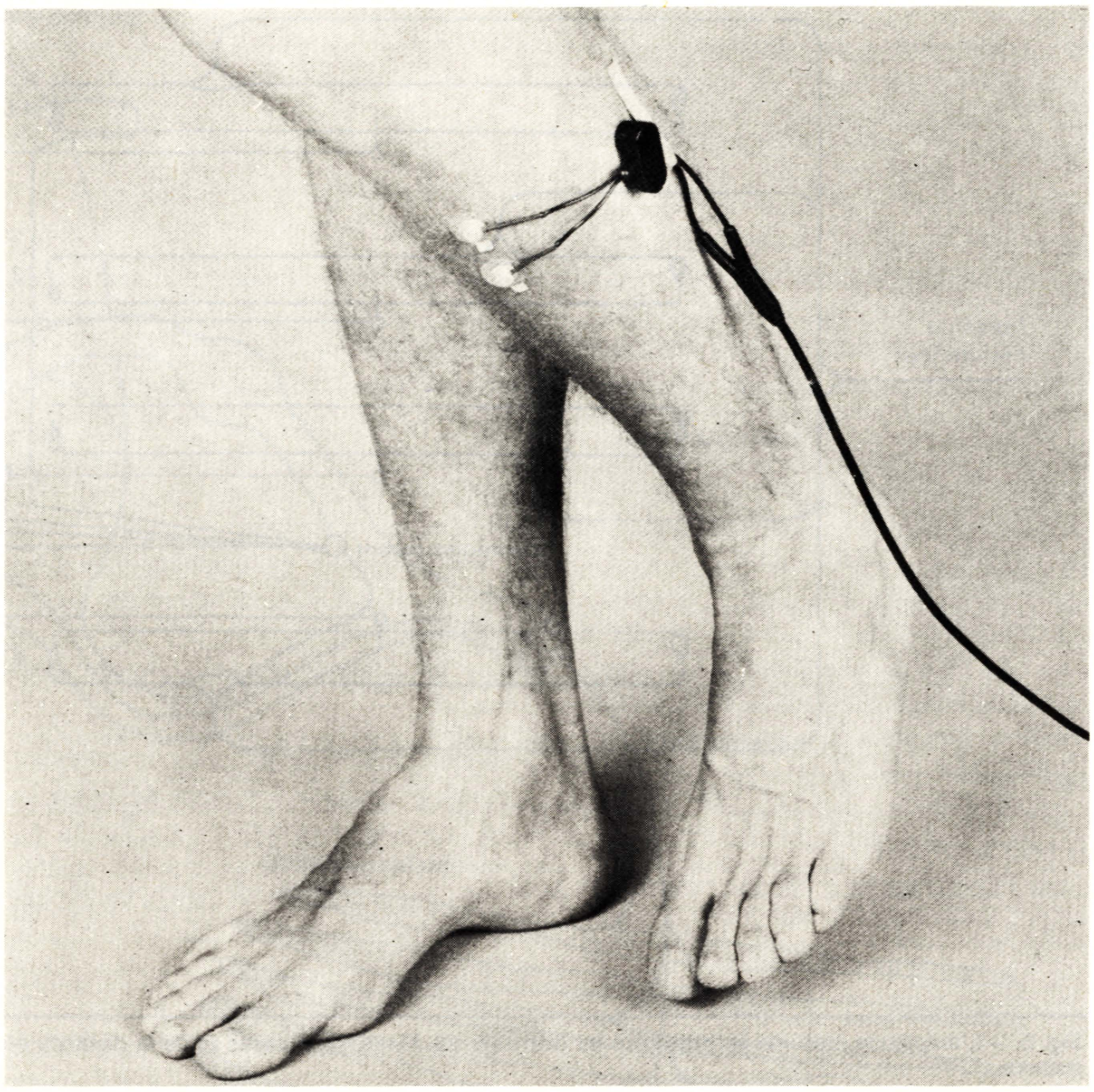


Fig. 6 bis. – Exemple d'application des électrodes au muscle tibial antérieur.

Schématiquement, le signal se trouve donc tout d'abord sous l'électrode 1, puis sous l'électrode 2. L'appareil compare la différence de potentiel entre les électrodes 1 et 2, par rapport à l'électrode neutre, et traite alors la différence, c'est-à-dire procède à l'amplification différentielle.

Pour pouvoir interpréter le signal mesuré, le signal doit tout d'abord être filtré, puis redressé et enfin intégré **(fig. 7)**.

Ceci étant, le patient et le physiothérapeute peuvent mieux observer, et avec davantage de précision, le signal physiologique brut, grâce à l'intégration. Cette précision peut en outre être ajustée par réglage de la portée de mesure de l'appareil.

Le « Myomed 432 » et son utilisation

L'ampleur de l'activité myoélectrique peut être observée, sur cet appareil, selon les manières suivantes :

Visuellement

- Sur un appareil de mesure de type numérique, la valeur intégrée est fournie toutes les 0,3 seconde ou toutes les 3 secondes, pour la plage de temps écoulée.

Le temps d'intégration toutes les 0,3 seconde est utile lors des exercices au cours desquels un surcroît d'activité est demandé ou souhaité.

Ce temps d'intégration de 0,3 seconde est choisi sur la base des recherches qui ont permis d'établir qu'il s'agit là d'un minimum pour permettre de réagir et donc d'ajuster sa propre motricité. Quant au temps d'intégration de 3 secondes, il sert principalement en gymnastique thérapeutique, laquelle est orientée sur la décontraction du muscle, soit localement, soit en guise de soutien à un ensemble d'entraînement à la décontraction (*Schultz* ou *Jacobson*).

- Le *Myomed* **(fig. 8)** possède pour chaque voie – donc pour chaque muscle mesuré – une série de lampes témoins disposées verticalement. Selon l'augmentation ou la diminution de l'activité musculaire, une lampe s'allume.

L'information est fournie en

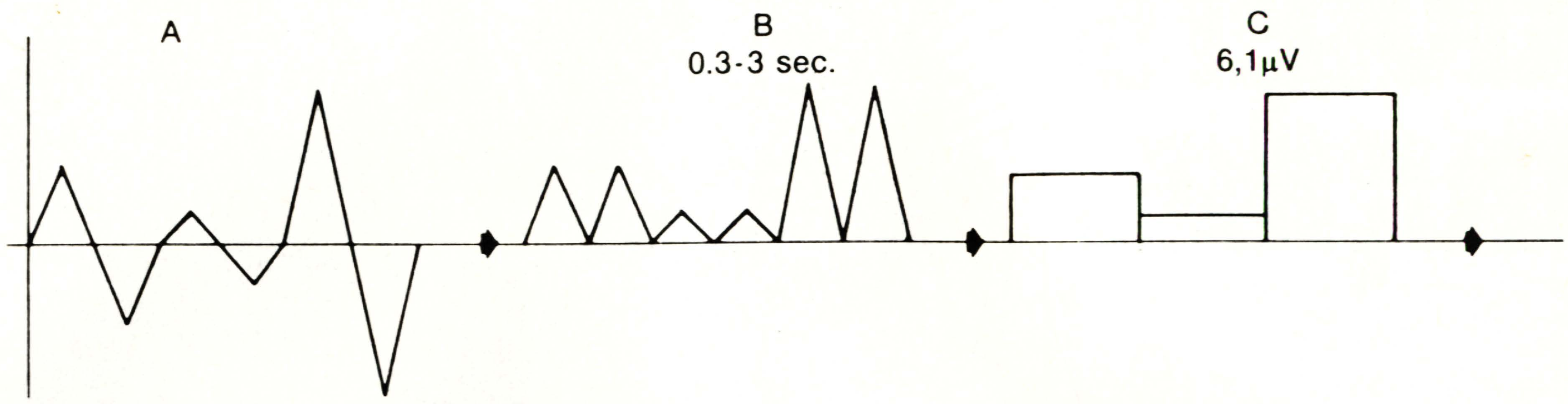
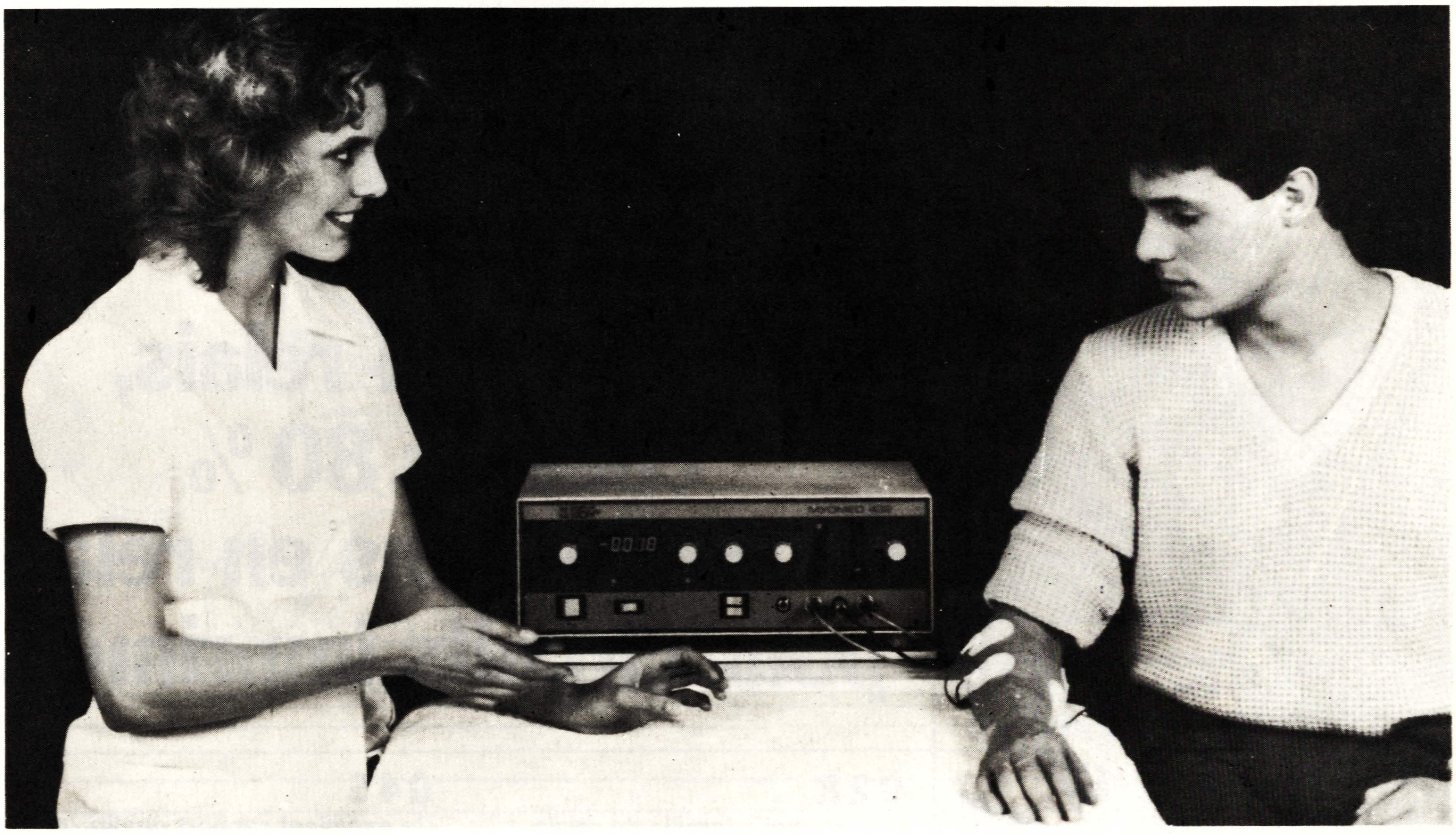


Fig. 7 (ci-dessus). – Le signal brut filtré est tout d'abord redressé (A), après quoi, pendant un temps préréglé (0,3 à 3 s), la surface est convertie en microvolts (B), et le résultat est fourni sous forme numérique ou d'une lampe qui s'allume plus haut ou plus bas (C) d'une échelle.
Fig. 8 (ci-dessous). – Le Myomed 432 (Enraf-Nonius).



continu, c'est-à-dire indépendamment du temps d'intégration préréglé.

Auditivement

● Le bruit EMG sommaire est nettement reproduit par le haut-parleur, ce qui permet de se rendre compte – pour un mouvement musculaire minimal – de l'unité motrice particulière qui se décharge sous l'électrode ; il s'agit d'un fort bruit d'explosion à répétition.

En cas d'activité musculaire intense, plusieurs unités motrices donnent lieu à un crépitement, assez comparable au bruit du tonnerre issu d'un orage proche. L'activité d'un muscle distant produit un bruit d'orage, mais distant de plusieurs kilomètres celui-là. Si le muscle se trouvant sous les électrodes entre en fasciculation, sous l'effet de la fatigue, le bruit prendra la forme d'un tapotement sur du contreplaqué.

Une méthode pleine de promesses

Ce qui est réalisable sur le plan musculaire l'est également dans de nombreux autres domaines. Il suffit de recueillir une information objectivant un phénomène physiologique, d'en faire prendre conscience au patient et de demander à celui-ci d'en modifier la valeur. Ainsi des essais ont-ils été effectués dans le traitement de la migraine, de l'hypertension artérielle (des baisses de 20 à 30 % de la pression systolique et diastolique ont été obtenues, et ces chiffres se sont maintenus dans le temps, en l'absence de chimiothérapie).

En parlant de biofeedback, on a évoqué le « Zen électronique », les techniques marginales, les médecines parallèles, etc., et une exploitation commerciale de l'affaire a jeté un discrédit sur cette méthode.

Depuis quelques années, l'esprit a changé, et les données scientifiques se discutent au sein d'organismes comme la *Société française de bioréaction instrumentale* (président : *Pr Gaultier*) ou l'*Institut français du Biofeedback* (président : *Dr Pelage*).

J. Trémolières

Bibliographie

Lucien Gerardin – Le biofeedback, Retz edit. 1978, 1 livre, 250 p.

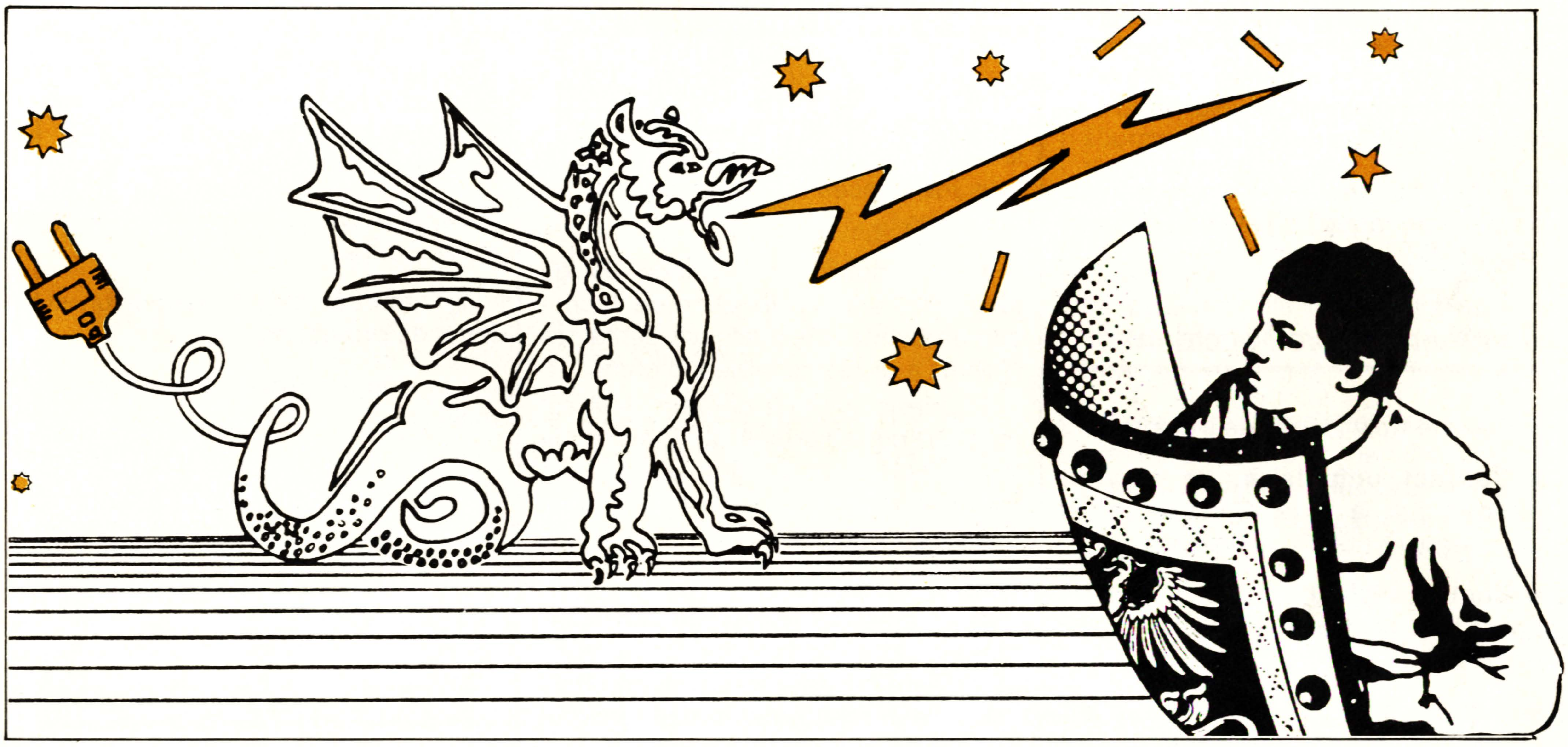
Adresse utile

ENRAF-NONIUS France, 3, rue Troyon, 75017 Paris. Tél. : (1) 380.35.12.

Comment se protéger de ces « coups de jus » aux conséquences parfois très graves.

Analyse

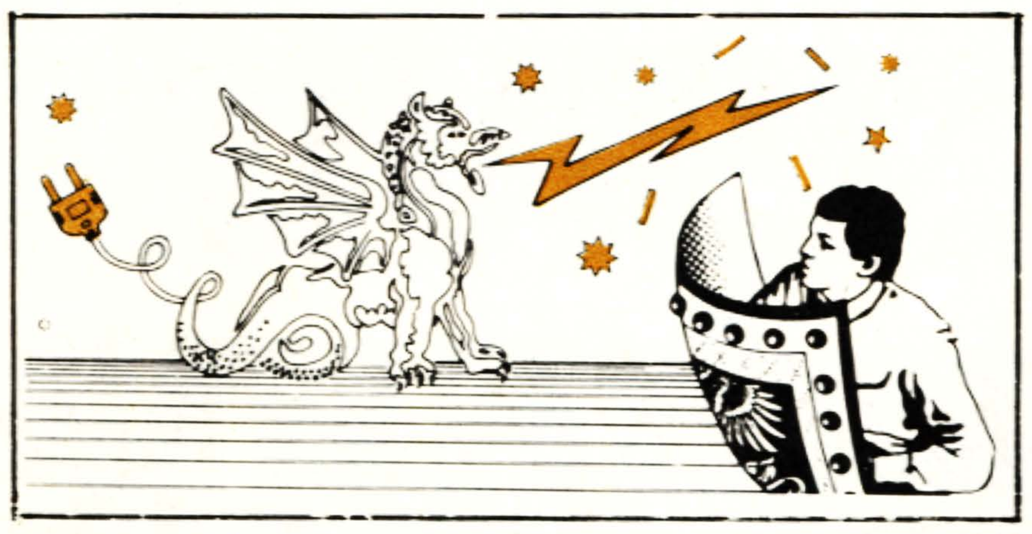
Protection contre l'électrisation



« L'électrisation » est la dénomination utilisée pour les différentes manifestations physiologiques et physiopathologiques dues au passage du courant électrique à travers le corps humain. Cette dénomination englobe toutes les victimes, survivantes et décédées. Plus restrictif, le mot « électrocution » signifie la mort produite par le passage d'un courant électrique dans l'organisme.

Des moyennes établies sur cinq ans, de 1971 à 1975, en France (non compris la foudre) montrent qu'il y a 182 électrocutions par an et 3 128 accidents par électrisation avec arrêt de travail (Caisse nationale d'assurance maladie). On peut dire, d'autre part, que le nombre d'accidents du travail est voisin du nombre d'accidents domestiques.

On constate également que le taux d'incapacité permanente partielle (I.P.P.) est très élevé par rapport aux autres types d'accidents. En matière d'accident du travail, l'électricité constitue une cause relativement peu fréquente ; elle comporte, en revanche, un facteur de gravité important. La Sécurité sociale dénombre, pour l'année 1979, 1 000 électrisations, dont 130 accidents graves et 20 décès.



Conséquences d'une électrisation

L'électrisation présente trois niveaux de gravité :

– Accident bénin : il s'agit d'une simple « secousse » électrique sans conséquence ; la victime se dégage d'elle-même par réflexe ; possibilité de brûlure bénigne.

– L'électrisé présente des troubles de la conscience après l'accident, suivis de perte de connaissance, de nausées et de vomissements ; il lui faut une hospitalisation systématique.

– Arrêt respiratoire ou arrêts respiratoire et cardiaque : c'est l'état de mort apparente.

Comment arrive l'accident ?

Il existe trois façons de s'électriser :

- **Contact unipolaire** : le courant s'écoule par la terre. C'est le cas le plus fréquent : 60 % des électrisés.
- **Contact bipolaire** : c'est le contact avec deux conducteurs actifs : 27 % des électrisés.
- **Amorçage** : approche d'un conducteur Haute-Tension. Peut être assimilé au cas 1 : 13 % des électrisés.

Le contact peut être direct (contact avec un conducteur actif) ou indirect (contact avec un élément qui, habituellement, n'est pas sous tension mais qui est accidentellement en contact avec un conducteur actif).

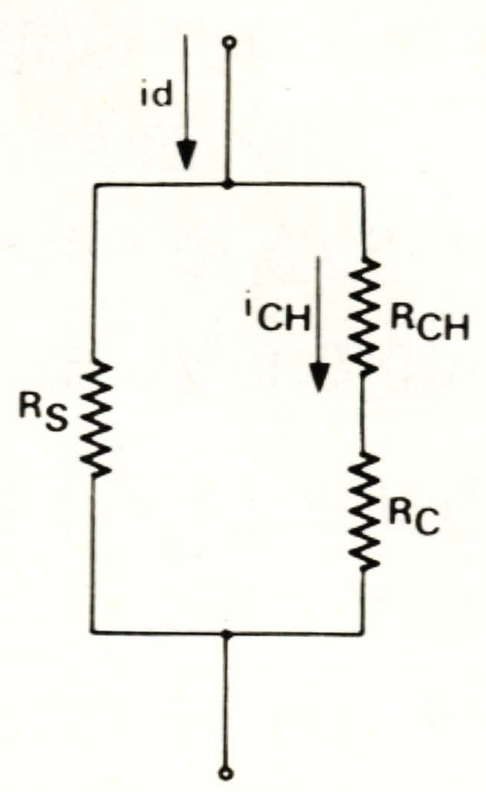


Fig. 1.

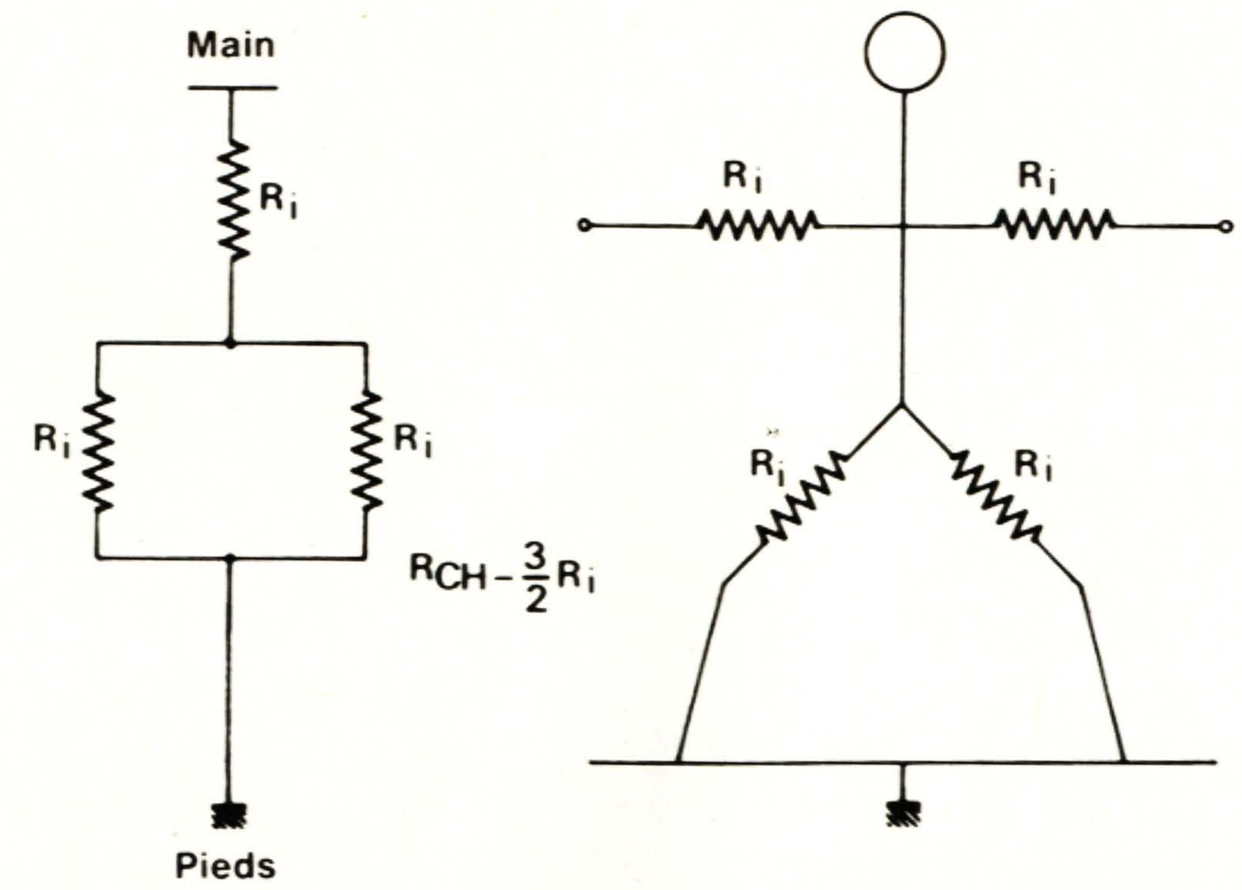


Fig. 2.

Facteur de gravité

Le corps humain peut être assimilé à un réseau électrique dont le schéma simplifié est donné à la **figure 1.** Les trois résistances représentées sont les suivantes :

R_s : résistance de surface ou de fuite, elle varie, en fonction de l'humidité ambiante, de quelques centaines d'ohms à plusieurs milliers d'ohms.

R_c : résistance de contact ; elle est fonction de la surface de contact, de la pression entre les deux surfaces et de l'humidité au niveau du contact ; elle varie de quelques dizaines d'ohms à plusieurs milliers d'ohms.

R_{ch} : c'est la résistance du corps humain ; elle est fonction de la résistance interne des tissus : R_i dont la valeur est relativement fixe et vaut 500 Ω.

Suivant le trajet du courant dans l'organisme, R_{ch} varie. Prenons l'exemple le plus classique : le contact unipolaire main-pieds. Nous avons le schéma électrique de la **figure 2.**

Nous pouvons alors définir les courants i_d et i_{ch} :

i_d : courant détectable par un système de protection.

i_{ch} : courant traversant le corps humain.

Les normes relatives aux systèmes de protection utilisent le courant i_d ; les ouvrages et comptes rendus médicaux utilisent i_{ch}.

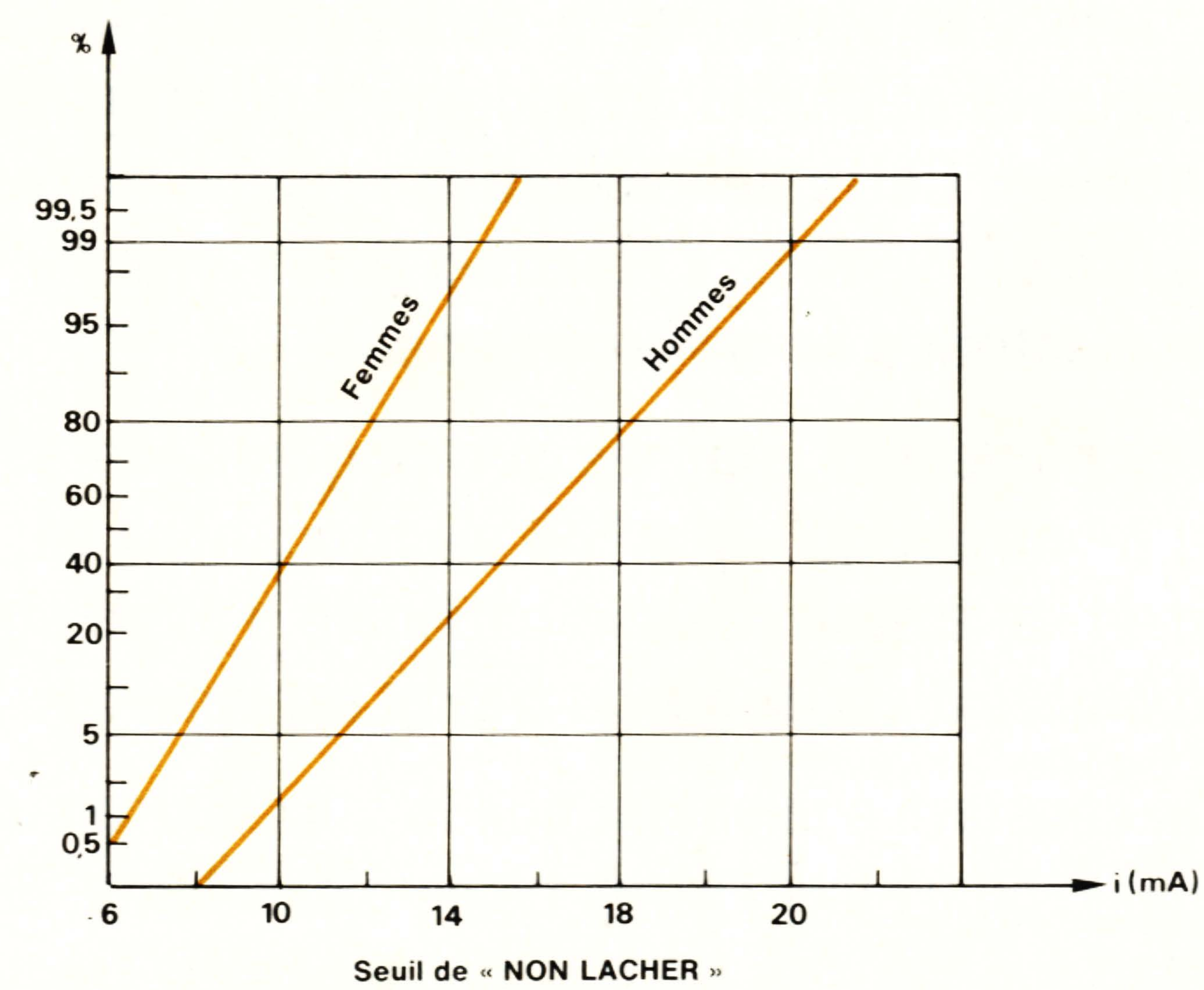


Fig. 3.

Effets du courant sur le corps humain

Dans le corps humain, les muscles fléchisseurs sont plus puissants que les muscles extenseurs. Lorsqu'il y a contraction musculaire, la victime risque donc d'être « collée » au conducteur ; c'est le *seuil de « non lâcher »* (en anglais « let go current »).

Les effets du courant varient d'un individu à l'autre. Ils dépendent également de l'âge et du sexe de la personne (voir **fig. 3**). On peut, malgré tout, définir différents seuils (voir **tabl. 1** ci-dessous).

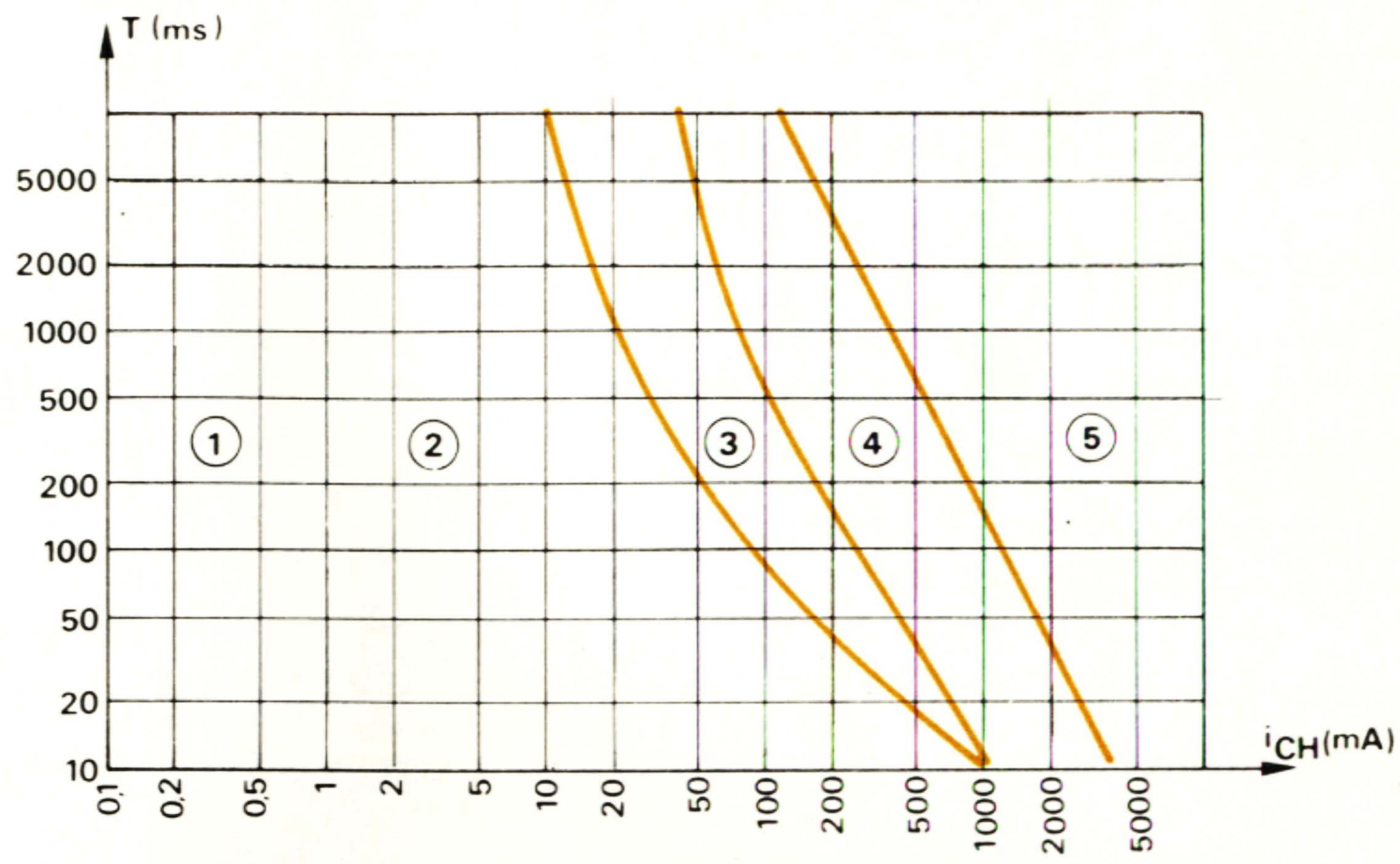


Fig. 4.

COURANT (mA)	EFFETS
0,045	Perception sensorielle au niveau de la langue
0,8	Perception cutanée pour la femme
1	Perception cutanée pour l'homme
6	Perception cutanée douloureuse ; limite inférieure du seuil de non lâcher
8,8	Impossibilité d'autolibération pour 0,5 % des individus
10	Seuil de non lâcher, seuil de brûlure pour une surface de un millimètre carré
15,5	Impossibilité d'autolibération pour 100 % des individus
20	Possibilité d'asphyxie ventilatoire si t > 3 mn
30	Possibilité défibrillation ventriculaire si t > 1 mn
50	Possibilité de fibrillation ventriculaire (probabilité > 50 % si t > 1,5 de la durée d'un cycle cardiaque)
80	Fibrillation ventriculaire quasi certaine si t ⩾ 1 seconde
500	Fibrillation ventriculaire pour t > 100 ms

Tableau 1

Facteur du courant de cœur

En plus de l'effet du courant sur les tissus intervient le risque de fibrillation cardiaque (ce risque n'existe que pendant 10 à 20 % du cycle cardiaque). Celui-ci dépend de l'intensité du courant ainsi que de son trajet dans l'organisme.

On définit le facteur du courant de cœur par rapport au trajet de référence :

main gauche → deux pieds

(d'après C.E.I. groupe 4 Comité 64) (voir **tabl. 2** ci-dessous).

Tableau 2

Trajet	Facteur du courant de cœur
Poitrine à la main gauche	1,5
Poitrine à la main droite	1,3
Main gauche à pied gauche, ou pied droit aux deux pieds, ou des deux mains aux deux pieds	1
Main droite à pied gauche, ou à pied droit, ou aux deux pieds	0,8
Dos à la main gauche	0,7
Siège à la main gauche, ou à la main droite ou aux deux mains	0,7
Main gauche à main droite	0,4
Dos à la main droite	0,3
Pied droit à pied gauche	0

Influence du temps et du courant d'électrisation

L'énergie électrique fournie par la source, dans le cas d'une électrisation, peut s'écrire :

$$W = \int_0^{\tau} U\,I\,dt = U\,I\,\tau$$

La gravité de l'accident dépend essentiellement du temps et de l'intensité du courant traversant le corps humain.

A la suite d'enquêtes effectuées sur les électrocutions, la Commission électrotechnique internationale a défini cinq zones précisant les effets des courants alternatifs 50-60 Hz sur les adultes (voir **fig.4**).

Zone 1 : habituellement aucune réaction.

Zone 2 : habituellement aucun effet physiopathologique dangereux.

Zone 3 : habituellement aucun risque de fibrillation.

Zone 4 : fibrillation possible, probabilité jusqu'à 50 %.

Zone 5 : risque de fibrillation, probabilité supérieure à 50 %.

Courbe de sécurité

La courbe de sécurité est définie, suivant la norme, entre 0 et 300 mA ; d'autre part, le temps de fonctionnement maximal du dispositif de protection doit être de 50 ms pour une tension alternative de 220 V (voir **fig. 5**).

▶ ▶ ▶

Dispositifs de protection contre l'électrisation

Il existe deux dispositifs :

- **Dispositif passif :** les installations et appareils électriques doivent être en bon état et conformes aux normes.
- **Dispositif actif :** protection différentielle (contact unipolaire).

La protection différentielle « moyenne sensibilité » (500 mA) ne protège que contre les contacts indirects.

La protection différentielle « haute sensibilité » (10 mA) protège contre les contacts directs et indirects.

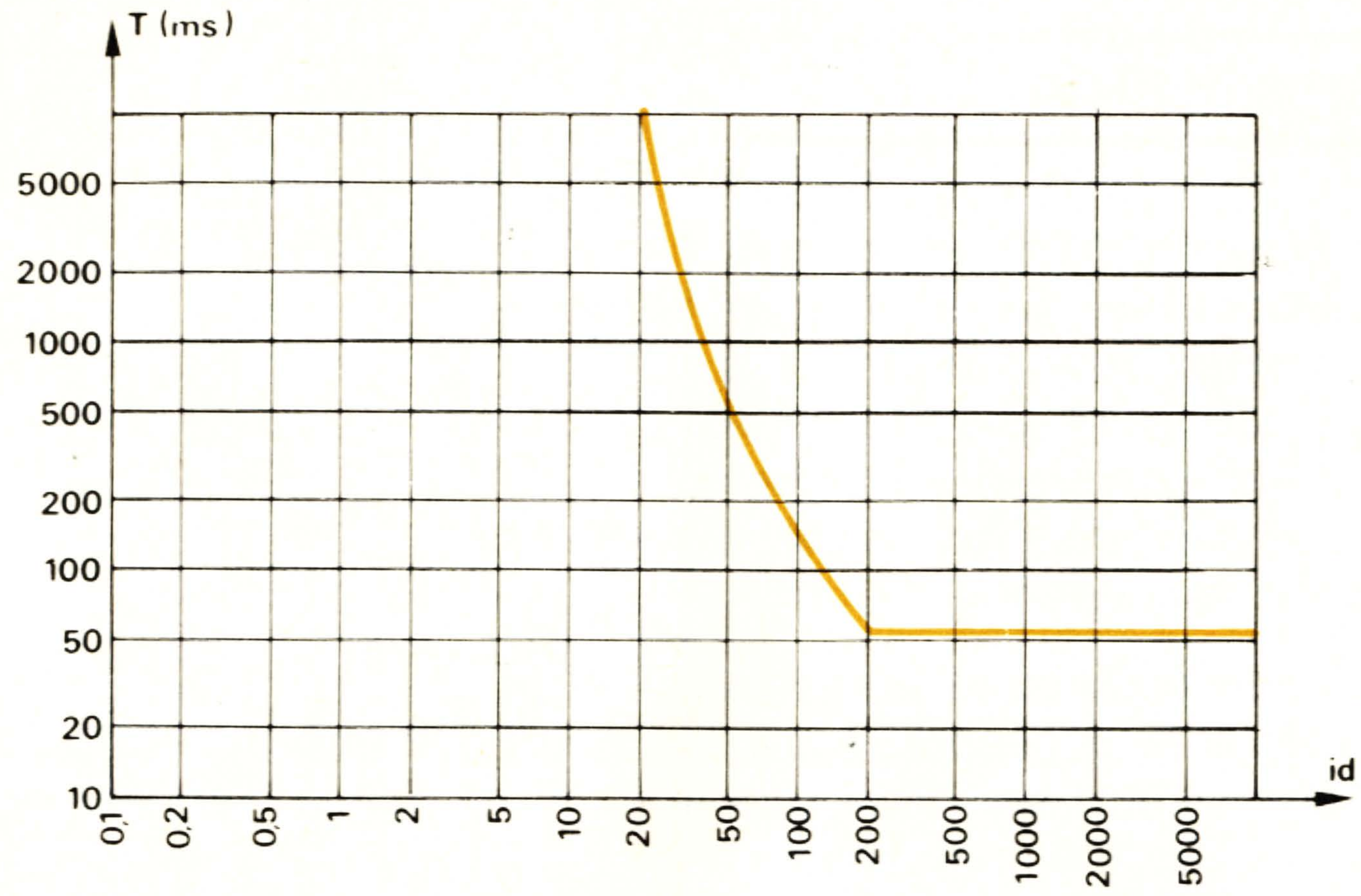


Fig. 5.

Principe de la protection différentielle

Comme on peut le voir sur la **figure 6,** lorsqu'une personne entre en contact avec un conducteur actif, un courant s'écoule vers la terre. Les deux champs électriques antagonistes créés par (I) et (I – Δi) dans le tore ne sont plus égaux. Il apparaît un champ résultant au voisinage du bobinage secondaire qui induit un courant KΔi dans celui-ci. Ce courant peut être exploité pour provoquer la coupure par l'intermédiaire d'un amplificateur.

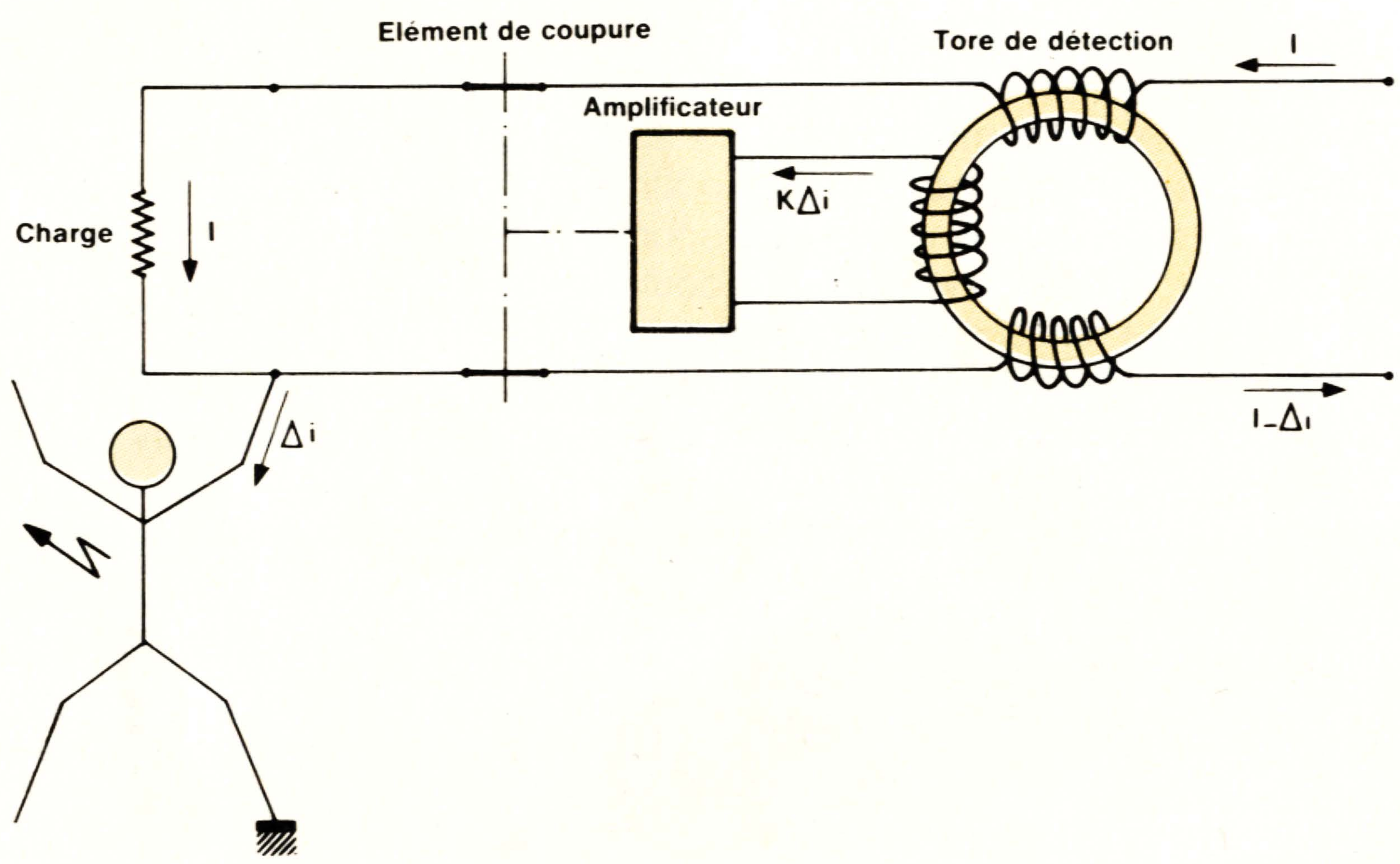
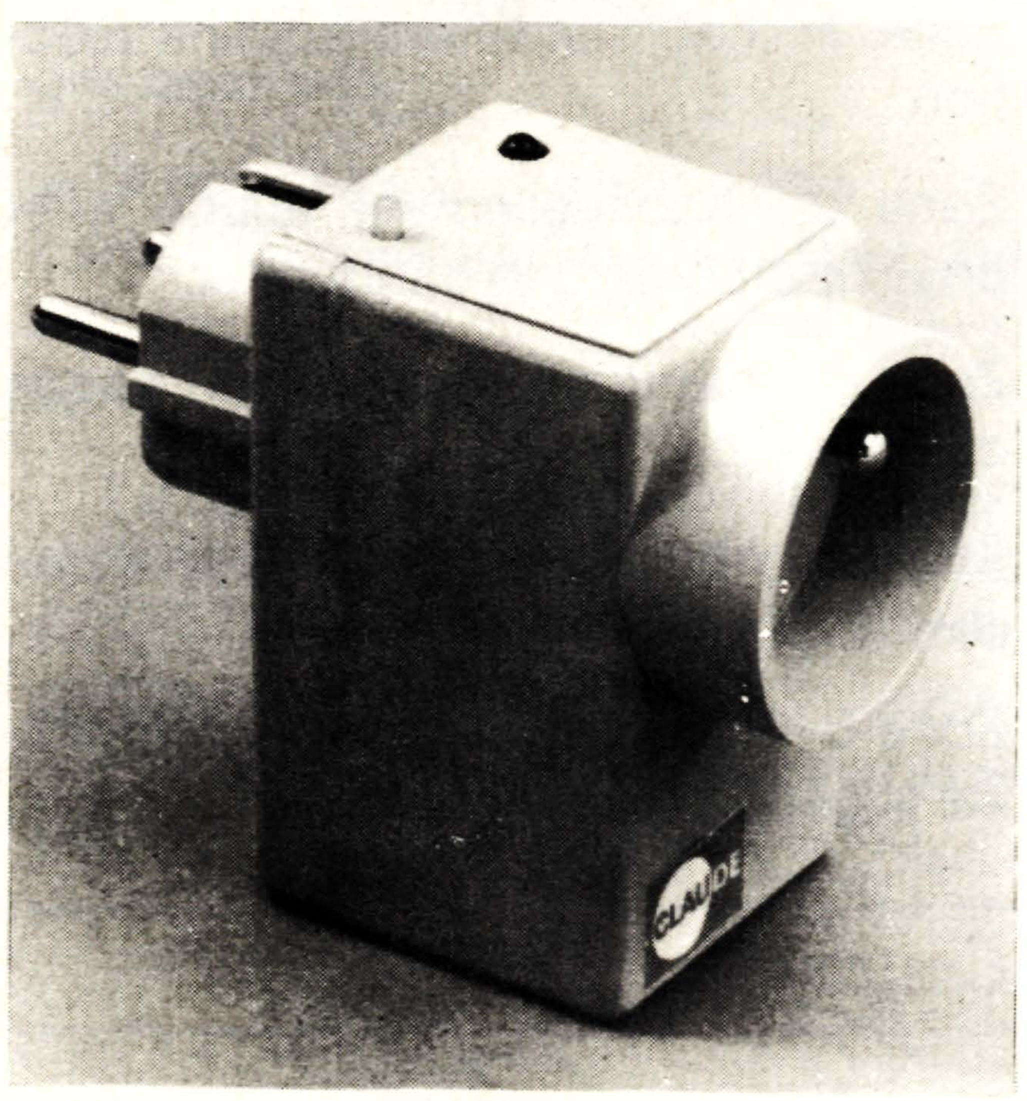


Fig. 6.



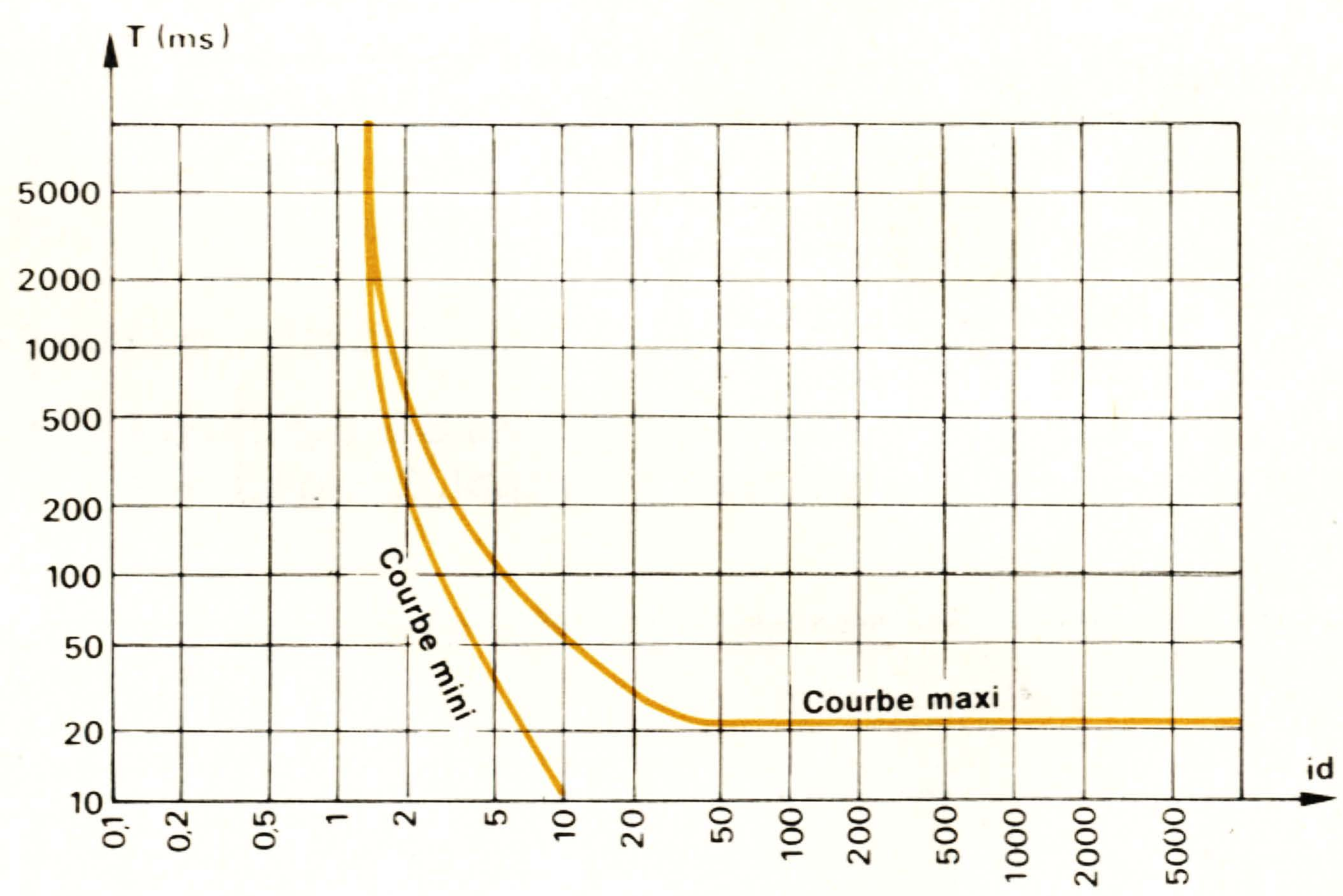


Fig. 7.

Le système « Protector » de Claude

Le « Protector » est une protection différentielle à très haute sensibilité. Le courant minimum de déclenchement est de 2 mA, ce qui permet de protéger le corps humain contre tout risque d'électrisation par contact unipolaire. Son système électronique lui permet de rester insensible aux perturbations ou parasites extérieurs.

Son courant nominal est de 16 A. Un bouton de test permet de s'assurer du bon fonctionnement du système. Le réarmement s'effectue en débranchant puis en rebranchant la protection. La courbe de réponse courant/temps du Protector est donnée à la **figure 7.**

Cette courbe de réponse reste inchangée si on effectue le réarmement du dispositif en présence d'un défaut.